

З. М. АКСЕЛЬРОД

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЧАСОВ И ЧАСОВЫХ СИСТЕМ



З. М. АКСЕЛЬРОД

ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ЧАСОВ
И ЧАСОВЫХ
СИСТЕМ



ЛЕНИНГРАД
«МАШИНОСТРОЕНИЕ»
ЛЕНИНГРАДСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
1981

ББК 34.9

А42

УДК 681.11 : 658 : 512.2

Рецензент **Б. М. Чернягин**

Аксельрод З. М.

А42 Проектирование часов и часовых систем. — Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1981. — 328 с., ил.

В пер. 1 р. 40 к.

В книге изложены вопросы проектирования современных механических и электронно-механических часов и узлов. Рассмотрены часовые низкочастотные, камертонные и кварцевые осциллографы, генераторы и преобразователи колебательного движения. Описаны типовые схемы часов и их классификация. Получены расчетные зависимости. Изложено влияние внешних возмущающих факторов (механические перегрузки, магнитные поля, окружающая температура и др.) на работу часового механизма.

Книга предназначена для инженерно-технических работников приборостроительной промышленности. Может быть использована студентами вузов приборостроительной специальности.

А $\frac{31505-217}{038(01)-81}$ 217-81. 2706000000

ББК 34.9
6П5.8

ИБ № 2508

Захар Мордухович АКСЕЛЬРОД

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ЧАСОВ
И ЧАСОВЫХ
СИСТЕМ**

Редактор **Л. М. Пинскер**

Художественный редактор **С. С. Венедиктов**

Технический редактор **Т. Н. Витошинская**

Корректоры **Т. Н. Гринчук** и **И. Г. Жукова**

Переплет художника **В. И. Широколобова**

Сдано в набор 01.12.80. Подписано в печать 12.05.81. М-28963.

Формат 60X90^{1/16}. Бумага типографская № 1. Гарнитура литературная.

Печать высокая. Усл. печ. л. 20,5. Уч.-изд. л. 20,86. Тираж 7800 экз. Заказ 364.

Цена 1 р. 40 к.

Ленинградское отделение издательства «Машиностроение», 191065, Ленинград, Д-65,
ул. Дзержинского, 10

Ленинградская типография № 6 ордена Трудового Красного Знамени
Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой
Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
193144, г. Ленинград, ул. Моисеенко, 10.

© Издательство «Машиностроение», 1981 г.

Приборы времени получили широкое распространение в народном хозяйстве, науке, технике и в общественной жизни людей. Точное время используется при исследовании космоса и мирового океана, в автоматизированных системах связи, в системах автоматического управления и контроля технологических процессов, в системах управления транспортными потоками и потоками информации, при синхронизации систем ЦВМ, при спортивном и промышленном хронометраже и др.

Так как технические задачи и научные проблемы, решаемые при помощи приборов времени, разнообразны, возникла потребность в новых приборах времени, которые в одних случаях должны обладать высокой точностью и автономностью действия, в других — малой чувствительностью к внешним возмущающим воздействиям, малыми габаритами и т. д. Создание таких приборов оказалось возможным благодаря широкому использованию новейших достижений в области электроники, электротехники, механики, металлургии и других областях техники.

Советский Союз имеет развитую часовую промышленность. Совершенствование приборов времени и часовых систем осуществляется в направлении повышения точности, увеличения автономности работы, миниатюризации, повышения помехоустойчивости, расширения информативности путем введения дополнительных унифицированных устройств и др. В СССР в значительных количествах выпускаются электронно-механические приборы времени. Освоен выпуск кварцевых наручных часов с цифровой и стрелочной индикацией. Последние обладают более высокими точностными характеристиками, чем механические часы.

Успешное освоение приборов времени на новых принципах действия и современный уровень их производства достигнуты на основе широкого развития теоретических и экспериментальных работ. Часовой механизм как единая автоколебательная система впервые в нашей стране рассмотрен в трудах акад. А. А. Андропова и его сотрудников [1; 10; 11]. Различные вопросы динамики приборов времени развиты в работах [13; 14; 41]. В МВТУ

им. Баумана под руководством Ф. В. Дроздова выполнены исследования, некоторые результаты которых освещены в работах [18; 67]. Исследования динамики приборов времени проводятся и в других вузах нашей страны [36, 37—40; 47; 78].

Научно-исследовательский институт часовой промышленности (НИИчаспром) своими исследованиями охватывает важнейшие проблемы в области хронометрии. Результаты этих исследований частично освещены в работах [29; 33; 45; 52; 75; 78—82]. В НИИчаспроме ведутся работы по динамике приборов времени машинным методом проектирования, созданию часовых систем и др. Эти работы обобщены в монографии В. А. Шполянского [77]. Широкий круг вопросов теории и проектирования камертонных генераторов рассмотрен в работах В. И. Денисова [21—24]. Вопросы повышения качества и контроля качества приборов времени получили развитие в работах Б. М. Черныгина и его сотрудников [27; 56—59; 63; 74].

Материал книги как по содержанию, так и по методике изложения отличается от известных книг по приборам времени. Впервые изложен ряд новых вопросов теории и расчета часовых механизмов и их элементов: преобразователей (шаговых двигателей) электронно-механических приборов времени, механизмов коррекции и синхронизации, измерительных преобразователей часового типа, кварцевых резонаторов и генераторов и др. Особое внимание уделено исследованию влияния внешних механических воздействий (удары, вибрации) на часовой механизм. Освещены последние достижения в данной области приборостроения. Это относится прежде всего к электронно-механическим и кварцевым приборам времени и к часовым системам, а также к контрольно-измерительной аппаратуре. Уделено внимание разработке схем классификаций приборов времени и их элементов главным образом по физическому принципу.

В книге рассмотрены сначала вопросы расчета и проектирования элементов типовых схем и конструкции часов, затем расчеты и проектирование более сложных частей часового механизма. Далее освещены вопросы динамики часового механизма как единой динамической системы. В заключительных главах рассмотрено влияние внешних механических воздействий на часовой механизм и часовые системы. Изложение материала в указанной последовательности облегчает усвоение материала и использование книги в инженерной практике.

Все замечания по книге просьба высылать по адресу: 191065, Ленинград, Д-65, ул. Дзержинского, 10, Ленинградское отделение издательства «Машиностроение».

1.1. КИНЕМАТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Кинематические схемы механических и электронно-механических часов

Во всех часах, за исключением электронных, для передачи и распределения движения используются зубчатые передачи. На рис. 1.1 представлена кинематическая схема наручных механических часов с центральной секундной стрелкой отечественного производства. Зубчатая передача, предназначенная для распределения движения и усилия от механического двигателя до узла спуска, называется основной зубчатой передачей. Введем следующие обозначения колес и трибов * основной зубчатой передачи: z_1 и z'_1 — барабанное колесо и центральный триб; z_2 и z'_2 — центральное колесо и промежуточный триб; z_3 и z'_3 — промежуточное колесо и секундный триб; z_4 и z'_4 — секундное колесо и спусковой триб (триб спускового или анкерного колеса). В малогабаритных часах барабанное колесо z_1 изготовлено как одно целое с барабаном 8 пружинного двигателя. Это колесо вращает центральный триб z'_1 , изготовленный как одно целое с втулкой 5. Центральное колесо z_2 , посаженное жестко на ту же втулку, сцеплено с промежуточным трибом z'_2 , на ось которого запрессовано промежуточное колесо z_3 . Это колесо посредством секундного триба z'_3 вращает секундную ось 4 с секундной стрелкой 1. Секундное колесо z_4 , жестко посаженное на секундную ось, сцеплено со спусковым (анкерным) трибом z'_4 . Узел спуска в данной схеме состоит из анкерного колеса z_x , анкерной вилки 13 и двойного ролика 12, посаженного на ось 10. На этой же оси установлена колебательная система баланс—волосок 11 и 9. Минутный триб z'_5 фрикционно посажен на втулку 5. На ободе этого триба свободно вращается часовое колесо z_6 с часовой стрелкой 3 через зубчатую передачу: минутный триб z'_5 , вексельное колесо z_5 , вексельный триб z'_6 . Минутная стрелка 2 посажена на обод минутного триба. Кулачковая муфта 6 свободно посажена на квадрат оси заводной головки 7. Если муфта сцеплена с заводным трибом z_8 , то для закручивания заводной пружины

* Здесь и далее использован применяемый на практике термин «триб» вместо «шестерня» по ГОСТ 13678—73.

следует вращать заводную головку. При этом движение сообщается колесу z_9 , посаженному на квадрат заводного валика пружинного двигателя 8.

Для установки минутной и часовой стрелок на правильное показание следует предварительно заводную головку оттянуть до упора. При этом рычажная система (на рисунке не показана) выводит кулачковую муфту из сцепления с заводным трибом и

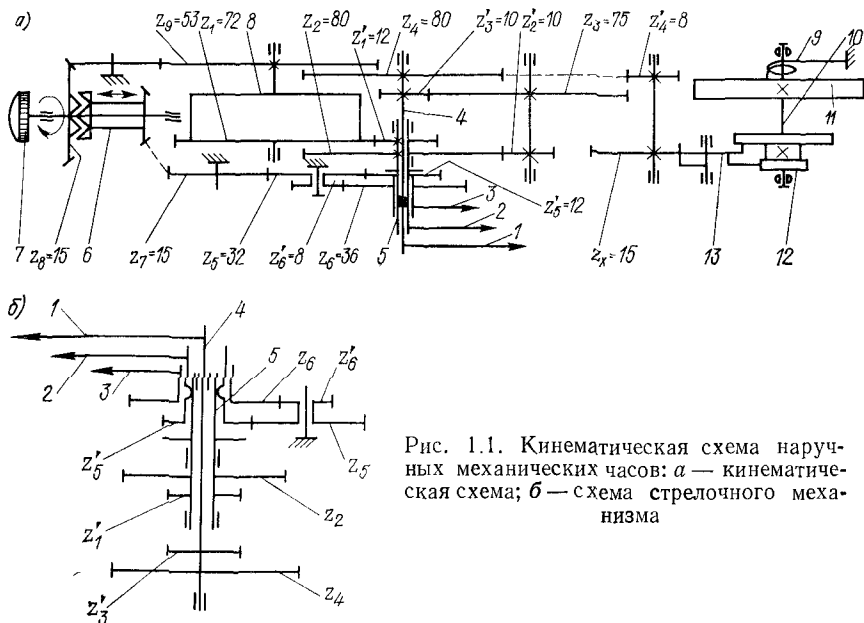


Рис. 1.1. Кинематическая схема наручных механических часов: а — кинематическая схема; б — схема стрелочного механизма

вводит в сцепление с переводным колесом z_7 . На рис. 1.2 приведено конструктивное выполнение узла центральной (секундной) оси, где приведены те же обозначения, что и на кинематической схеме (см. рис. 1.1).

Определим передаточные отношения основной зубчатой передачи в механических часах.

Если T — период колебаний осциллятора, z_x — число зубьев спускового колеса, то частота вращения спускового колеса $v_x = 1/(Tz_x)$. Передаточное отношение между осями секундного и спускового колеса $i_1 = v_x/v_c = 60/(Tz_x)$.

Передаточное отношение между осью минутного триба и осью секундного колеса $i_2 = 60$. Наконец, передаточное отношение между осью барабана и осью центрального триба $i_3 = t_x/N_6$, где N_6 — частота вращения барабана за время t_x ; t_x — заданная продолжительность хода часов от одного завода пружинного двигателя. Полное передаточное отношение основной зубчатой передачи

$$i = i_1 i_2 i_3 = \frac{60 \cdot 60 t_x}{N_6 T z_x} \quad (1.1)$$

Пример. Определить передаточные отношения и числа зубьев колес и трибов основной зубчатой передачи наручных часов (см. рис. 1.1) по следующим данным: $T = 1/3$ с; $N_6 = 8$; $t_x = 48$ ч; число зубьев спускового колеса $z_x = 15$. Заметим, что передаточное отношение одной сцепляющейся пары при применении часового профиля зацепления не должно превышать 10—12.

Итак имеем: $i_1 = z_4/z_4' = 12$; $i_2 = \frac{z_2 z_3}{z_2' z_3'} = 60$; $i_3 = z_1/z_1' = 6$.

Если взять $z_4' = 8$; $z_1' = 12$; $z_2' = z_3' = 10$, то получим $z_4 = 96$; $z_1 = 12$; $z_2 = 80$; $z_3 = 75$.

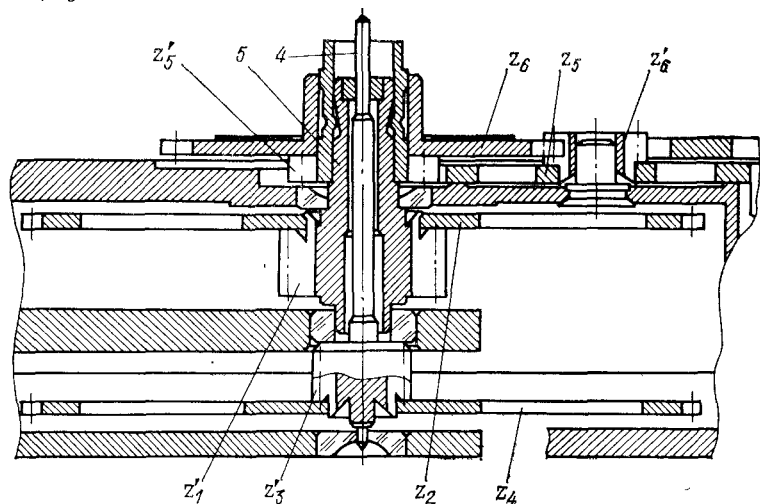


Рис. 1.2. Конструкция узла центральной оси

Передаточное отношение между минутным трибом и часовым колесом $i_4 = \frac{z_5' z_6'}{z_5 z_6} = 1/12$. При этом должно удовлетворяться условие $1/2 (z_5' + z_5) m_1 = 1/2 (z_6' + z_6) m_2$, где m_1 и m_2 — модули зацепления. Если $m_1 = m_2$, то $z_5' + z_5 = z_6' + z_6$, и мы получим $z_5' = 12$, $z_5 = 32$, $z_6' = 8$, $z_6 = 36$. Из рис. 1.1 видно, что $1/2 (z_2 + z_2') m_3 = 1/2 (z_3 + z_3') m_4$. Подставив полученные значения числа зубьев колес и трибов, получим

$$m_4 = \frac{80 + 10}{75 + 10} m_3.$$

Взяв $m_3 = 0,14$, получим $m_4 = 0,116$.

Модули зацепления выбираются в соответствии с существующим стандартом (ГОСТ 13678—73). Допускается применение модулей, не предусмотренных стандартом, для зубчатых передач соосных механизмов.

Если M_x — вращающий момент на оси спускового колеса; η — к. п. д. одной сцепляющейся пары, учитывающий также потери на трение в подшипниках; a — число сцепляющихся пар, то вращающий момент пружинного двигателя без учета потери энергии на преодоление возможных дополнительных нагрузок

$$M_d = i M_x / \eta^a. \quad (1.2)$$

На рис. 1.3 дана кинематическая схема механизма электронно-механических балансовых часов отечественного производства. Баланс состоит из двух дисков 7 из магнитно-мягкого материала, напрессованных на ось 3 и несущих постоянные магниты 6 и противовесы. В зазоре постоянных магнитов расположена катушка 4, состоящая из двух обмоток. На ось 3 посажен также волосок 8. Автоколебания баланса возбуждаются электронной схемой 5 формирования импульса. Преобразование колебательного движения баланса во вращательно-прерывистое движение колес переда-

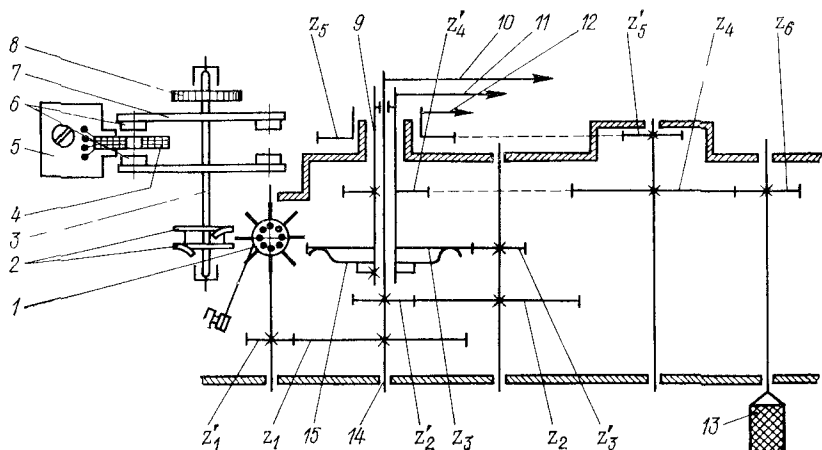


Рис. 1.3. Кинематическая схема электронно-механических часов

точного механизма осуществляется при помощи палетно-червячного преобразователя, состоящего из муфты 2 на оси баланса и колеса 1. Ось вращения колеса расположена перпендикулярно оси вращения баланса (на рисунке колесная система условно повернута на 90°).

Триб z_1' , посаженный на ось колеса, вращает секундное колесо z_1 . На оси этого колеса установлена секундная стрелка 10. Втулка 9, несущая минутную стрелку 11, свободно посажена на секундную ось 14 и приводится во вращение через зубчатую передачу, секундный триб z_2' , промежуточное колесо z_2 , промежуточный триб z_3' , центральное колесо z_3 . Часовая стрелка 12 посажена на втулку часового зубчатого колеса z_4 , которое приводится в движение через зубчатую передачу: центральный триб z_4' ; вексельное колесо z_4 ; вексельный триб z_5' ; часовое колесо z_5 . В случае отставания или опережения часов перевод минутной и часовой стрелок на правильное показание осуществляется путем поворота головки 13, на оси которой посажен переводной триб z_6 . Для этого необходимо, чтобы центральное колесо z_3 было посажено на втулку 9 не жестко, а с некоторым трением, которое достигается при помощи фрикционной пружины 15.

На рис. 1.4 показан вариант конструктивного выполнения узла центральной оси (обозначения те же, что и на рис. 1.3). Спускное колесо 1 и триб z_1 изготовлены как одно целое из пластмассы. Все цапфы осей вращаются в отверстиях латунных плат. Часовое колесо z_5 напрессовано на втулку, которая при помощи предварительно изогнутой плоской пружины поджимается к пластине часов. В рассматриваемом механизме период колебаний баланса $T = 0,4$ с, а число зубьев спускового колеса $z_x = 15$. При этом $i_1 = z_1/z'_1 = 10$. Если взять $z'_1 = 8$, то $z_1 = 80$. Передаточное отношение между осью центрального зубчатого колеса и осью секундного триба $i_2 = \frac{z_3 z'_2}{z'_3 z'_2} = 60$.

Если $z'_3 = z'_2 = 8$, то $z_3 = 60$ и $z_2 = 64$. Далее

$$i_4 = \frac{z'_4 z'_5}{z_4 z_6} = 1/12.$$

При одинаковом модуле зацепления: $z_4 + z'_4 = z'_5 + z_6$, причем $z'_4 = 15$; $z_4 = 45$; $z'_5 = 12$; $z_6 = 48$.

На рис. 1.5 приведена кинематическая схема наручных камертонных часов отечественного производства. Колебание камертона b с частотой $f = 360$ Гц, возбуждаемое электронной схемой (на рисунке не показана), преобразуется во вращательное движение колес при помощи толкающей собачки 7 и храпового колеса 8, имеющего $z_1 = 300$. Фиксация храпового колеса осуществляется собачкой 9. Передаточное отношение между осью храпового колеса и осью секундной стрелки 3

$$i_1 = \frac{60f}{z_1} = 72 = \frac{z_8 z_7 z_5 z_3}{z_7 z_6 z_4 z_2}.$$

Минутная 4 и часовая 5 стрелки получают вращение через зубчатые передачи соответственно:

$$i_2 = \frac{z_8 z_9}{z_7 z_{10}} = 1/60; \quad i_3 = \frac{z_{11} z_{13}}{z_{12} z_{14}} = 1/12.$$

Центральное колесо z_{10} посажено на ось с некоторым трением, создаваемым фрикционной пружинкой 2. Установка минутной и часовой стрелок на правильное показание осуществляется путем вращения переводной головки 1. При повороте головки вокруг оси aa на 90° происходит расцепление колеса z_{15} с переводным колесом z_{12} .

На рис. 1.6 приведена кинематическая схема кварцевых наручных часов со стрелочной индикацией отечественного производства. Шаговый двигатель 1 подключен к выходу электронного блока часов (на рисунке не показан). В обмотку катушки статора двигателя поступают импульсы постоянного тока чередующейся полярности с частотой 1 Гц, причем при каждом импульсе тока ротор поворачивается на 45° . Таким образом, частота вращения ротора

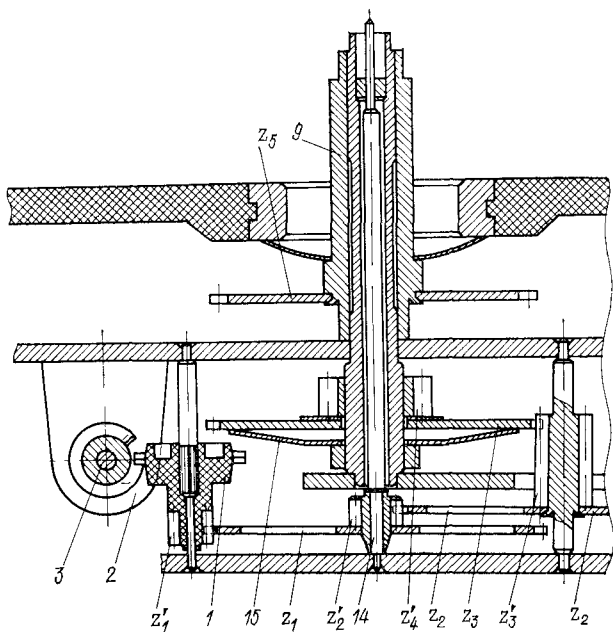


Рис. 14 Конструкция узла центральной оси

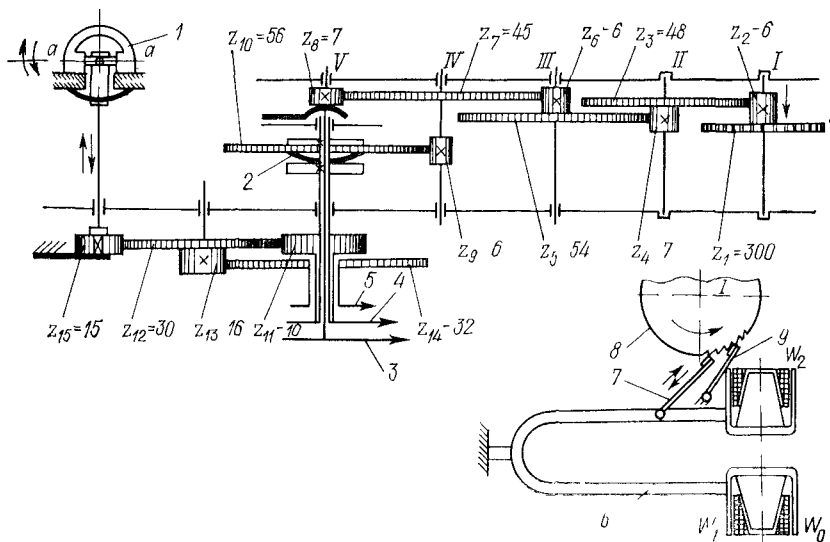


Рис. 15. Кинематическая схема наручных камертонных часов

7,5 об/мин. Передаточное отношение между осью ротора и секундной осями, равное 1/7,5, реализуется зубчатой передачей

$$\frac{z_1 z_3}{z_2 z_4} = \frac{36 \cdot 16}{72 \cdot 60}.$$

Передаточное отношение между секундной и минутной осями

$$\frac{z_5 z_7}{z_6 z_8} = \frac{7 \cdot 7}{60 \cdot 49} = 1/60.$$

Наконец, передаточное отношение между минутной осью и осью часового колеса

$$\frac{z_9 z_{11}}{z_{10} z_{12}} = \frac{12 \cdot 8}{32 \cdot 36} = 1/12.$$

Суточное колесо z_{15} календарного устройства подключено к часовому колесу через зубчатую передачу

$$\frac{z_{12} z_{11}}{z_{13} z_{15}} = \frac{36 \cdot 12}{18 \cdot 48} = 1/2.$$

При этом суточное колесо вращается по часовой стрелке. На схеме показаны секундная, минутная и часовая стрелки 2, 3 и 4. Для установки минутной (и часовой) стрелки на правильное показание следует сначала переместить валик 5 влево для сцепления колес

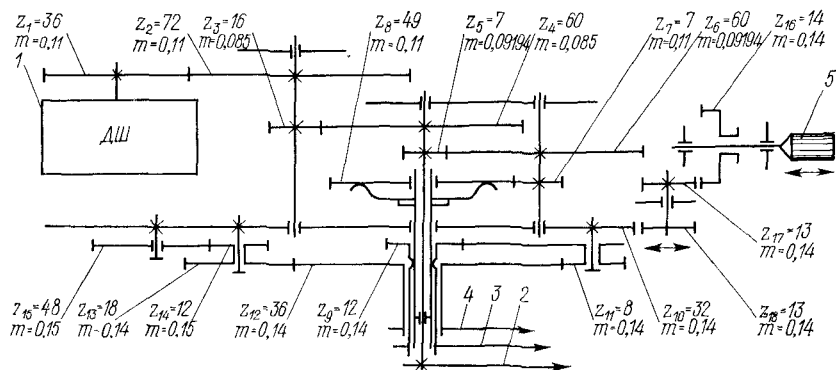


Рис. 1.6. Кинематическая схема кварцевых наручных часов со стрелочной индикацией

$z_{16}—z_{17}$ и $z_{18}—z_{10}$, а затем повернуть валик вокруг своей оси на угол, зависящий от размера накопленной ошибки показания часов. На рисунке приведены значения модулей зацепления зубчатых колес и трибов.

Приведенные типовые примеры показывают, что полное передаточное отношение основной зубчатой передачи и, следовательно, число пар колес и трибов зависит от периода колебаний осциллятора, типа преобразователя, продолжительности хода часов между двумя последовательными операциями завода и числа оборотов пружинного двигателя (механические часы).

Зубчатое зацепление, применяемое в приборах времени (для основной передачи), должно иметь малые углы входа в зацепление, большие боковые и радиальные зазоры во избежание заклиниваний между зубьями при осевых смещениях и попадания пыли. Профиль зацепления должен обеспечивать упрощение геометрии режущего инструмента. Существенное значение имеет возможность при малых модулях зацепления и малых числах зубьев трибов получать большие передаточные отношения одной сцепляющейся пары. Это дает возможность уменьшить число сцепляющихся пар передаточного механизма часов. Этим условиям в значительной мере удовлетворяет часовое зацепление, построенное на базе циклоидального зацепления. В часовом зацеплении (колесо—ведущее, триб—ведомый) ножки зубьев колеса и триба очерчены радиально направленными отрезками прямых, что достигается при $r_n/R = 0,5$, где r_n — радиус производящей окружности; R — радиус делительной окружности. Уменьшение угла входа в зацепление и увеличение радиального зазора достигается за счет уменьшения высоты головки триба. При этом головка триба очерчивается дугами окружности, лежащими ниже эпициклоиды, головка зуба колеса — дугами окружности, близко расположенными к эпициклоиде. Боковой зазор создается за счет уменьшения толщины зуба триба. Часовое зацепление допускает получение передаточных отношений до 10 и даже до 12 для одной сцепляющейся пары. Это зацепление, как и циклоидальное, чувствительно к смещению расстояния между центрами вращения.

Поскольку зацепление происходит не по сопряженным профилям, то это вызывает некоторое непостоянство передаточного отношения в пределах одного шага, изменяет характер линии зацепления и пр.

Коэффициент полезного действия часовой зубчатой передачи [39]

$$\eta = \frac{M_k \omega_k}{M_1 \omega_1} = i_m i, \quad (1.3)$$

где $i_m = M_k/M_1$, $i = \omega_k/\omega_1$, M_1 , M_k , ω_1 и ω_k — соответственно вращающие моменты и угловые скорости первой и k -й оси зубчатой передачи. В часовой зубчатой передаче не соблюдается постоянства отношения вращающих моментов i_m и передаточного отношения i в пределах угла поворота φ , причем $\varphi_{вх} \ll \varphi \ll \varphi_{вых}$, где $\varphi_{вх}$ — угол входа в зацепление; $\varphi_{вых}$ — угол выхода из зацепления.

Коэффициент полезного действия зубчатой передачи зависит от потерь на трение скольжения между зубьями и от потерь на трение в опорах. Изменение к. п. д. и i_m зубчатой пары при повороте в пределах от $\varphi_{вх}$ до $\varphi_{вых}$ вызывает перепад амплитуды колебаний осциллятора и, следовательно, снижение точности и надежности работы часов.

В табл. 1.1 приведены значения к. п. д. отдельных сцепляющихся пар z_k/z_T основной зубчатой передачи наручных часов [39].

Таблица 1.1. Коэффициенты полезного действия зубчатой передачи

z_k/z_m	η_{cp}	η'_{cp}	$\Delta\eta$
72/12	0,8440	0,9650	0,0271
80/10	0,9003	0,9437	0,1099
75/10	0,9268	0,9400	0,0295
80/10	0,8920	0,9181	0,1671

В таблице сделаны следующие обозначения: η_{cp} — среднее значение к. п. д. с учетом потерь на трение в опорах; η'_{cp} — среднее значение к. п. д. без учета потерь на трение в опорах; $\Delta\eta = \eta_{вх} - \eta_{вых}$. Среднее значение к. п. д. всей основной колесной системы с учетом потерь на трение в опорах $\eta_{\Sigma} = 0,63$.

При расчете основных параметров зубчатых передач с часовым профилем следует пользоваться ГОСТ 13678—73 «Передачи зубчатые цилиндрические мелко модульные с часовым профилем». Стандартом предусмотрены зубчатые передачи с часовым профилем двух типов: зубчатые передачи, в которых ведущими являются колеса, а ведомыми — трибы; зубчатые передачи, в которых ведущими являются трибы, а ведомыми — колеса; реверсивные зубчатые передачи. Приведены формулы и значения коэффициентов для расчета геометрических параметров и размеров зубчатых колес и передач. Установлены шесть степеней точности зубчатых колес и передач, обозначаемых в порядке убывания точности цифрами 1, 2, 3, 4, 5, 6. Причем для степени точности 1 допуски и отклонения не регламентируются. Даны таблицы допусков на параметры зубчатых колес и передач для различных степеней точности. Стандарт распространяется на цилиндрические зубчатые передачи с числом зубьев колес до 100 и модулем от 0,05 до 1 мм. Минимальное число зубьев триба 6.

В электронно-механических часах с колебательной системой баланс—волосок и в кварцевых часах со стрелочной индикацией применяются замедленные зубчатые передачи от двигателя на исполнительные устройства. В подобных зубчатых передачах используется эвольвентное зацепление, которое должно обладать преимущественно заплоским зацеплением с коэффициентом доплосного перекрытия 0,25—0,3 от коэффициента заплосного перекрытия [31].

Из-за погрешностей основных шагов в зацеплении находится одна пара зубьев, т. е. коэффициент перекрытия равен 1. При малых числах зубьев ведущего колеса (6—12) угол профиля исходного контура составляет 10—12° [53]. Для уменьшения влияния погрешностей изготовления предусмотрены радиальный

($0,45 \pm 0,4$) m и боковой ($0,22 \pm 0,4$) m зазоры. Следует отметить, что применение эвольвентного зацепления вместо часового упрощает профиль и сокращает номенклатуру режущего инструмента для изготовления колес и трибов, а также повышает к. п. д. зубчатой передачи.

Выполнив расчет кинематики часового механизма, производят габаритный расчет основных блоков. Задачей габаритного расчета является размещение всех основных блоков в заданные габариты (в заданный калибр) в соответствии с техническим заданием. При этом определяются геометрические параметры зубьев и размеры зубчатых передач. Наружный диаметр барабана пружинного двигателя (в механических часах) должен быть возможно больше, что позволяет получить достаточную энергию двигателя. Это относится также к наружному диаметру баланса, так как увеличение стабильности функционирования часов достигается за счет увеличения момента инерции баланса при малой массе. Зубья сцепляющейся пары, нагруженной наибольшим вращающим моментом, обычно проверяются на прочность.

Прибор для определения дефектов в зубчатой передаче часов

На рис. 1.7 дана схема прибора для определения дефектов основной зубчатой передачи малогабаритных часов *. Измерительная ось 7 представляет собой стальную ленту прямоугольного сечения, защемленную своими концами в цапгах 8 и 16. В средней части измерительной оси закреплен щуп 4 с накладкой 5, привинченной к держателю 6. К держателю приклеено зеркало 17. Регулирование чувствительности осуществляется путем изменения действующей длины измерительной оси.

Часовой механизм (без вилки, пружинного двигателя и колебательной системы) устанавливается на столик 1, который приводится во вращение электродвигателем через редуктор. При этом поводок, закрепленный посредством втулки 3 на центральной оси 2 часов, приходит в соприкосновение со щупом и поворачивает его, закручивая тем самым измерительную ось. Угол закручивания измерительной оси (упругой ленты), пропорциональный приведенному моменту трения зубчатой передачи, преобразован в пропорциональный этому моменту электрический сигнал при помощи фотоэлектрического преобразователя. Световой поток от осветителя 15, проходя через конденсатор 14, диафрагму 13, зеркало 12 и объектив 18, падает на зеркало 17, установленное на измерительной оси. Отражаясь от этого зеркала, световой поток направляется на дифференциальное фотосопротивление 9, проходя предварительно через объектив 18, зеркало 11 и маску 10. Преобразователь отрегулирован таким образом, что при отсутствии нагрузки на измерительную ось щели в диафрагме и прямоугольные

* А. с. 544938 (СССР).

отверстия в маске совмещены. При этом правая и левая части фотосопротивления, включенного в мостовую схему, освещены одинаково.

При закручивании измерительной оси происходит перераспределение освещенности частей фотосопротивления, что вызывает появление тока в диагонали мостовой схемы, значение которого пропорционально измеряемому моменту сопротивления зубчатой передачи. Выход фотоэлектрического преобразователя подключен

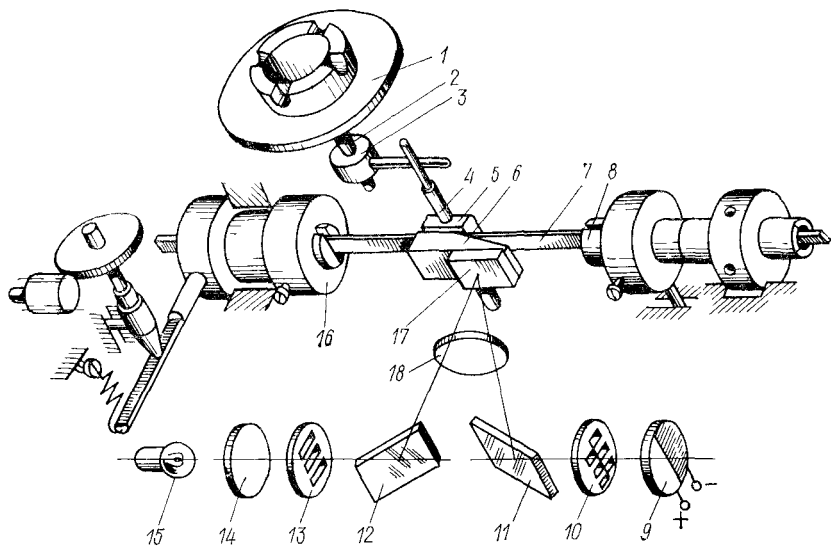


Рис. 1.7. Схема прибора для определения дефектов основной зубчатой передачи непосредственно к стандартному самописцу. Частота вращения столика 2 об/мин, наибольший угол закручивания измерительной оси $0,5^\circ$. Анализ записи на ленте самописца позволяет обнаружить характер и место дефекта в зубчатой передаче.

1.2. КАЛЕНДАРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Схемы календарных устройств

Современные механические и кварцевые часы с шаговым двигателем (в особенности в малогабаритном исполнении) снабжены различными дополнительными устройствами главным образом автоматически действующими механическими календарными устройствами.

Различают календари, показывающие только числа месяца (ординарные) и календари, показывающие числа месяца и дни недели (двойные). По продолжительности переключения индикаторных элементов различают календари быстрого или «мгновен-

ного» действия (время переключения до 1 с), быстрого действия (до 30 с) и затяжного или длительного действия (до 2 ч) [32]. Кроме того, известны календари, в которых осуществляется быстрое переключение показания чисел месяца и длительное переключение дней недели (календари комбинированного действия). В современных наручных часах нормального калибра предпочтительное применение нашли двойные календари мгновенного действия. При этом в зависимости от типа механизма накопителя (рычажный, кулачковый, пружинный) происходит равномерное или неравномерное накапливание потенциальной энергии движущей пружины.

Для фиксации индикаторных устройств после переключения календаря применяются специальные фиксаторы, в которых реализован силовой или кинематический способ фиксации. Последние являются более перспективными, так как позволяют уменьшить момент, создаваемый календарем на минутной оси часового механизма во время переключения календаря. В рассматриваемых ниже схемах календарей емкость чисел месяца равна 31. Если в месяце меньше 31 дня, то неиспользуемые числа переключаются вручную.

На рис. 1.8 показан вариант календарного устройства с кулачком. На втулку часового колеса напрессовано колесо календаря 9, которое вращает суточное колесо 5, свободно посаженное на ось 10. На эту же ось свободно посажен кулачок 1 с напрессованным в него штифтом 2. Штифт может перемещаться в пазу суточного колеса. При помощи штифта 2 осуществляется передача движения от суточного колеса на кулачок 1, который, действуя на толкатель 4, постепенно взводит пружину 3 толкателя до тех пор, пока не закончится подъем профиля кулачка. Затем толкатель 4 под действием взведенной пружины 3 резко поворачивает кулачок 1 вместе со штифтом, который, действуя на зуб числового кольца 8, поворачивает его на один шаг. Окончательную установку и фиксацию числового кольца после поворота штифтом осуществляет фиксирующее устройство, состоящее из фиксатора 7 и пружины 6.

На рис. 1.9 представлен другой вариант календарного устройства мгновенного действия. Колесо календаря 2 приводит во вращение суточное колесо 9 в направлении, показанном стрелкой. Штифт 1 суточного колеса при взаимодействии с переключающим рычагом 8 перемещает его относительно направляющего штифта 7 и взводит пружину 6. При срыве штифта 1 с рычага происходит быстрый поворот его под действием пружины 6. При этом рабочая часть рычага поворачивает числовое кольцо 5 на один шаг с последующей фиксацией при помощи фиксатора 4 и пружины 3.

На рис. 1.10 приведена схема двойного календаря комбинированного действия [60]. Звездочка 3 вместе с диском дней недели (на рисунке не показан) свободно посажена на втулку колеса календаря 1. Это колесо жестко присоединено к часовому колесу 2 и приводит во вращение суточное колесо 7, на оси которого жестко

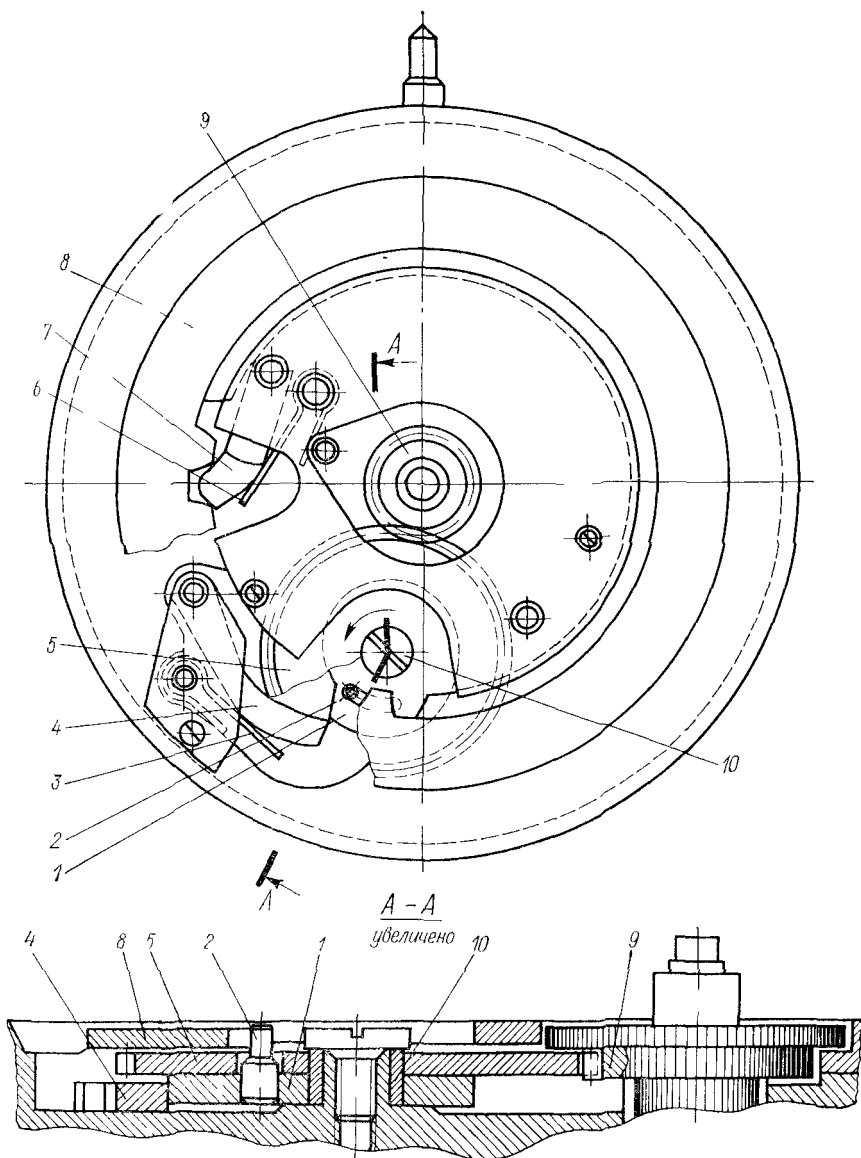


Рис. 1.8. Схема календарного устройства с кулачком

посажены палец 6 и кулачок 8. При вращении суточного колеса кулачок 8, преодолевая сопротивление плоской пружины 13, поворачивает переключатель 9, вследствие чего собачка 10 заскакивает за следующий зуб числового кольца 11. Собачка 10 установлена на переключателе и своим плечом при помощи пружины

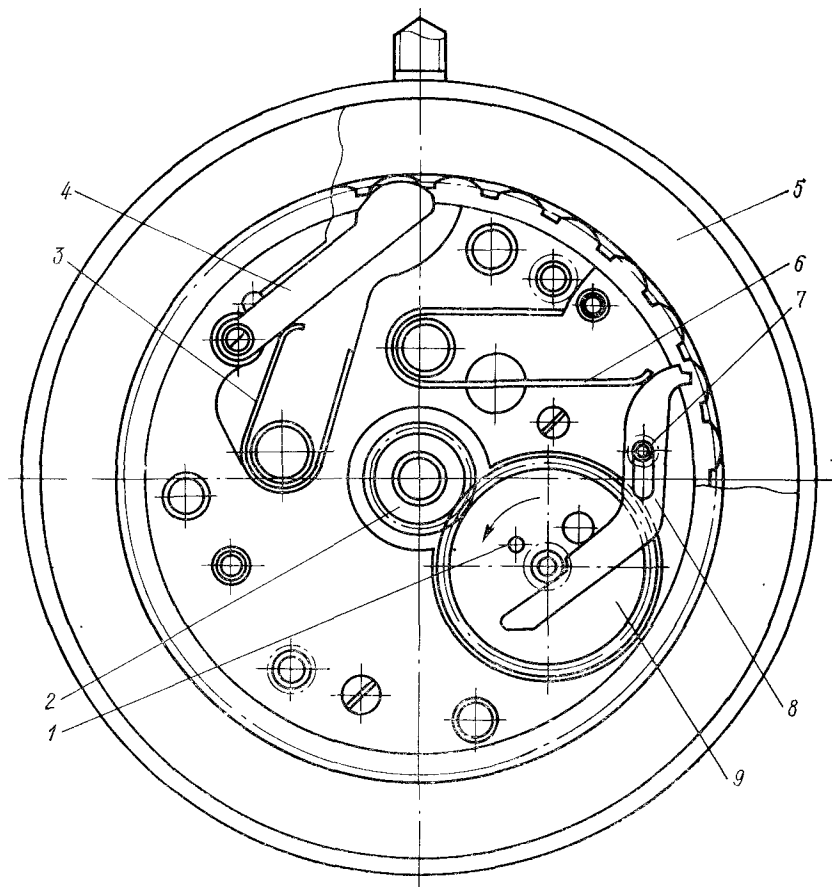


Рис. 1.9. Схема календарного устройства с переключающим рычагом мгновенного действия

12 прижимается к штифту, запрессованному в переключатель. При соскальзывании кулачка 8 с выступа переключателя последний под действием пружины 13 возвращается в исходное положение, поворачивая при помощи собачки 10 числовое кольцо на один зуб (смена даты). Поворот звездочки 3 осуществляется пальцем 6. Смена показаний дней недели происходит при повороте звездочки каждый раз на один шаг. Фиксаторы 15 и 5 при помощи пружин 14 и 4 фиксируют положение числового кольца и звездочки.

Общим недостатком рассмотренных выше календарных устройств являются сравнительно большие потери на трение, которое в интервале одного цикла работы календаря (смена даты) может меняться в широких пределах.

Вывод основных расчетных соотношений

Рассмотрим взаимодействие деталей механизма календаря (см. рис. 1.8). На рис. 1.11 показаны силы и моменты сил, действующие на детали календаря при повороте числового кольца на очередной шаг.

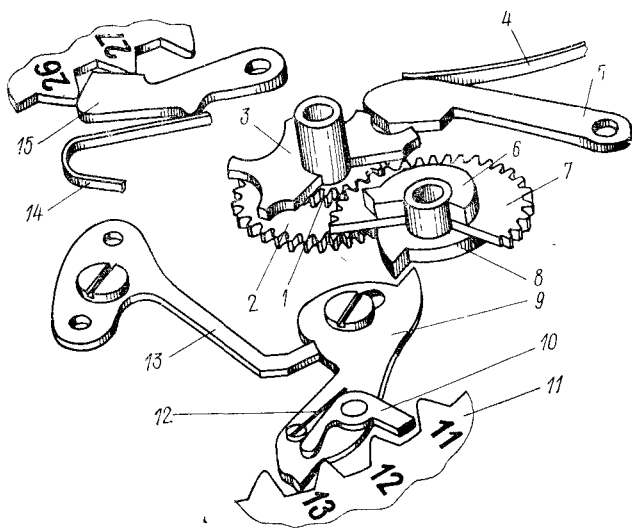


Рис. 1.10. Схема двойного календарного устройства

Введем следующие обозначения: I_c , I_k , I_f , I_ψ — моменты инерции соответственно толкателя 4, кулачка 1, фиксатора 7 и числового кольца 8 относительно своих осей вращения; α , γ , ψ и ϕ — углы поворота тех же деталей; $M_{т1}$, $M_{т2}$, $M_{т3}$ и $M_{т4}$ — моменты постоянного трения в опорах соответственно толкателя, кулачка, фиксатора и числового кольца; P , G и F — составляющие усилия соответственно толкателя 4 на кулачок 1, штифта 2 на зуб числового кольца 8 и фиксатора 7 на числовое кольцо; P_1 , G_1 и F_1 — реакции этих сил; N и N_ϕ — усилия пружин 3 и 6 на толкатель и фиксатор (массой пружин пренебрегаем). Коэффициент трения скольжения μ принимается одинаковым для всех элементов конструкции календаря.

При повороте числового кольца на очередной шаг дифференциальные уравнения движения толкателя, кулачка, фиксатора и числового кольца будут соответственно:

$$\left. \begin{aligned} I_c \ddot{\alpha} - N(a - \mu b) + P_1(h + \mu z) + M_{T1} &= 0; \\ I_k \ddot{\gamma} - P(l - \mu l_3) + G_1(l_1 + \mu q) + M_{T2} &= 0; \\ I_\phi \ddot{\psi} + N_\phi(x + \mu y) - F_1(\omega - \mu l_2) + M_{T3} &= 0; \\ I_q \ddot{\varphi} - G(g + \mu h_1) + F(v + \mu u) + M_T &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

где $a, b, h_1, z, l, l_1, l_2, l_3, q, x, y, \omega, g, v, u$ и h — плечи соответствующих сил. Принимая для малых перемещений линейную зависимость между углами поворота отдельных звеньев, получим:

$$\alpha = i_1 \gamma; \quad \gamma = i_2 \varphi; \quad \psi = i_3 \varphi, \quad (1.5)$$

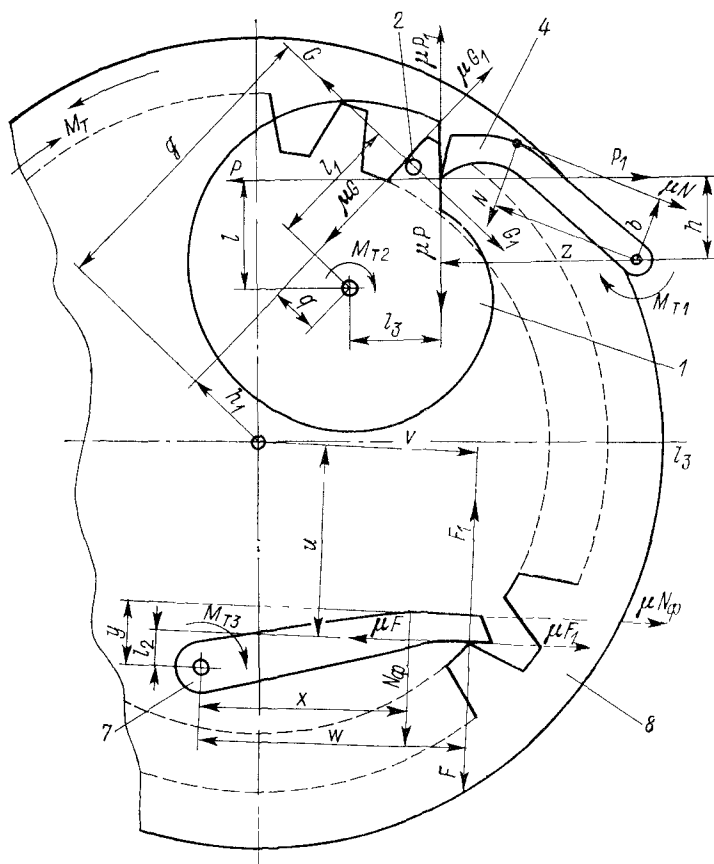


Рис. 1.11. Схема к выводу расчетных соотношений

где i_1 , i_2 и i_3 — передаточные отношения соответственно между толкателем и кулачком, кулачком и числовым кольцом, фиксатором и числовым кольцом.

Исключив из уравнений (1.4) G , P и F ($G = G_1$, $P = P_1$ и $F = F_1$), а также $\dot{\gamma}$ и $\dot{\psi}$, на основании равенств (1.5), получим

$$I_{\text{пр}}\ddot{\varphi} - N(a - \mu b) R_1 R_2 + N_{\phi}(x + \mu y) R_3 + M_c = 0. \quad (1.6)$$

Здесь $R_1 = \frac{l - \mu l_3}{h + \mu z}$; $R_2 = \frac{q + \mu h_1}{l_1 - \mu q}$; $R_3 = \frac{v + \mu u}{\omega - \mu l_2}$; $I_{\text{пр}} = I_{\text{ч}} + R_2 i_2 I_{\text{к}} + R_1 R_2 i_1 i_2 I_{\text{с}} + R_3 i_3 I_{\phi}$ — приведенный момент инерции числового кольца; $M_c = R_1 R_2 M_{\tau 1} + R_2 M_{\tau 2} + R_3 M_{\tau 3} + M_{\tau}$ — приведенный момент трения.

При повороте числового кольца в интервале шага давление пружины 3 на толкатель уменьшается, а давление пружины 6 на фиксатор увеличивается до тех пор, пока происходит подъем фиксатора зубом числового кольца.

При малых деформациях этих пружин

$$N = c_1(\beta_0 - \alpha); \quad N_{\phi} = c_2(\theta_0 + \psi)$$

или на основании равенств (1.5)

$$N = c_1(\beta_0 - i_1 i_2 \varphi); \quad N_{\phi} = c_2(\theta_0 + i_3 \varphi), \quad (1.7)$$

где c_1 и c_2 — жесткости пружин 3 и 6; β_0 и θ_0 — начальные угловые деформации пружин.

Уравнение (1.6) на основании (1.7) может быть преобразовано к виду

$$I_{\text{пр}}\ddot{\varphi} + c_0 \varphi + B_0 = 0, \quad (1.8)$$

где

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= c_1 i_1 i_2 (a - \mu b) R_1 R_2 + c_2 i_3 (x + \mu y) R_3; \\ B_0 &= c_1 \beta_0 (a - \mu b) R_1 R_2 - c_2 \theta_0 (x + \mu y) R_3 - M_c; \\ &a > \mu b. \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Решение (1.8) для $t = 0$, $\varphi = 0$ и $\dot{\varphi} = 0$ имеет вид

$$\varphi = \rho_1 (1 - \cos \omega t). \quad (1.10)$$

Частота вращения числового кольца $\dot{\varphi} = \omega \rho_1 \sin \omega t = \omega \sqrt{\varphi(2\rho_1 - \varphi)}$. Если $\varphi_{\text{ш}}$ — угловой шаг числового кольца, то частота вращения кольца после поворота на угол $\varphi_{\text{ш}}$

$$\dot{\varphi}_1 = \omega \sqrt{\varphi_{\text{ш}}(2\rho_1 - \varphi_{\text{ш}})}.$$

Здесь $\omega = \sqrt{c_0/I_{\text{пр}}}$; $\rho_1 = B_0/c_0$.

Надежное функционирование календарного устройства может быть достигнуто при соблюдении условия

$$2\rho_1 - \varphi_{\text{ш}} > 0 \quad \text{или} \quad \varphi_{\text{ш}}/2\rho_1 < 1. \quad (1.11)$$

При этом должно соблюдаться условие: $\rho_1 = B_0/c_0 > 0$.

Так как для всех реально возможных параметров календаря $c_0 > 0$, то на основании (1.9) B_0 будет больше 0 при условии

$$c_1 \beta_0 / (a - \mu b) R_1 R_2 > c_2 \theta_0 (x + \mu y) R_3 + M_c. \quad (1.12)$$

Из уравнения (1.10) при $\varphi = \varphi_{ш}$ определяется продолжительность поворота числового кольца на один шаг (продолжительность переключения)

$$t_1 = 1/\omega \arccos \frac{\rho_1 - \Psi_{ш}}{\rho_1}.$$

Фиксатор непосредственно после перехода на следующий зуб числового кольца должен осуществлять корректировку углового перемещения кольца для того, чтобы угол поворота кольца соответствовал одному шагу. При этом числовое кольцо и фиксатор перемещаются в обратном направлении, вследствие чего моменты трения и углы поворота меняют знак.

Уравнение движения (1.6) числового кольца в этом случае принимает вид ($N = 0$)

$$I'_{пр} \ddot{\varphi} - N_{\varphi} (x - \mu y) R'_3 - M'_c = 0, \quad (1.13)$$

где $I'_{пр} = I_r + R'_3 i_3 I_{\varphi}$; $R'_3 = \frac{v - \mu u}{\omega + \mu m}$; $M'_c = R'_3 M_{т3} + M_{т}$; $x > \mu y$.

Для незначительных перемещений фиксатора можно принять (1.7) $N_{\varphi} = c_2 \theta_0$. Решая (1.13) для $t = 0$, $\varphi_0 = 0$, $\dot{\varphi}_0 = 0$ и с учетом N_{φ} , получим

$$\dot{\varphi} = \sqrt{2\varphi/I'_{пр} [c_2 \theta_0 (x - \mu y) R'_3 - M'_c]}.$$

Корректировка угла поворота числового кольца при помощи фиксатора возможна при условии

$$c_2 \theta_0 (x - \mu y) R'_3 > M'_c. \quad (1.14)$$

Таким образом, надежное функционирование календарного устройства может быть достигнуто при выполнении условий (1.11), (1.12) и (1.14). Основные параметры календарного устройства должны быть выбраны с учетом указанных условий.

1.3. ИСТОЧНИКИ ЭНЕРГИИ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ПРИБОРАХ ВРЕМЕНИ

Классификация

Для приведения в действие приборов времени используются источники механической или электрической энергии (обычно в потенциальной форме) в зависимости от типа прибора. На схеме 1.1 приведена краткая классификация. В механических приборах времени в качестве источника механической энергии широкое применение получили пружинные двигатели, причем главным образом с вращающимся барабаном. Пружинные двигатели с неподвижным барабаном обычно сложнее в конструктивном отноше-

нии. Кроме того, в процессе завода (закручивания) пружины двигателя часы лишаются вращающего момента.

Схема 1.1. Классификация источников энергии, применяемых в приборах времени



Завод двигателя по мере раскручивания пружины можно производить от руки или автоматически посредством механизма электроподзавода или автоподзавода. В качестве автономных электрических источников энергии в приборах времени применяются прежде всего гальванические элементы, а также аккумуляторы и фотоэлектрические элементы. Электрические источники энергии в приборах времени должны обладать высокой удельной

энергоемкостью, стабильностью напряжения при разряде, высокой герметичностью и малыми габаритами при использовании в малогабаритных часах.

Устройство и принцип действия пружинных двигателей

В пружинном двигателе источником потенциальной энергии служит заводная пружина обычно прямоугольного сечения. Пружинный двигатель для малогабаритных часов показан на рис. 1.12. Барабанное колесо 6 изготовлено как одно целое с барабаном 5,

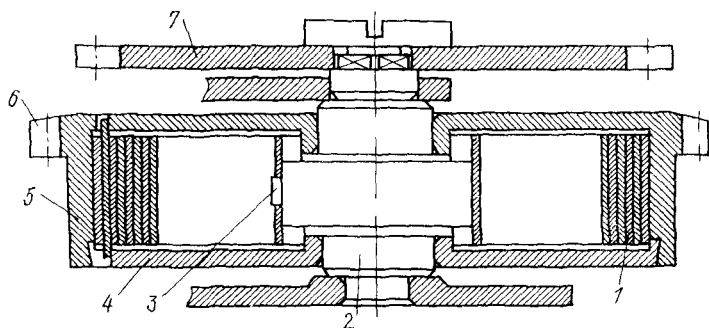


Рис. 1.12. Пружинный двигатель малогабаритных часов

внутри которого расположена заводная пружина 1. Внутренний конец пружины крепится к заводному валу 2 при помощи отверстия в пружине и крючка 3, выфрезерованного на окружности валика. Внешний конец пружины прикреплен к барабану. Существует ряд способов присоединения внешнего конца заводной пружины к барабану. В малогабаритных двигателях широкое применение получило крепление при помощи мечевидной накладки.

На рис. 1.13 изображена S-образная пружина 1 с мечевидной накладкой 2, которая присоединена к внешнему концу пружины точечной сваркой. Выступающие части 3 накладки вставляются в отверстия, сделанные в крышке и в дне барабана. Путем изменения конфигурации и толщины мечевидной накладки можно получить концентрическую деформацию пружины в барабане при раскручивании ее. Барабан закрывают крышкой 4 с конической фаской (см. рис. 1.12), входящей при надавливании в коническую выточку на внутренней поверхности барабана.

На квадрат заводного валика насажено колесо 7 (рис. 1.12) заводного механизма. При вращении этого колеса вместе с заводным валиком в определенном направлении происходит закручивание заводной пружины. При работе часов и, следовательно, раскручивании заводной пружины колесо 7 удерживается неподвижно,

вследствие сцепления с собачкой. При закручивании и раскручивании пружины возникает трение между витками вследствие скольжения их относительно друг друга. Кроме того, трение возникает из-за бокового давления, вызванного эксцентричным

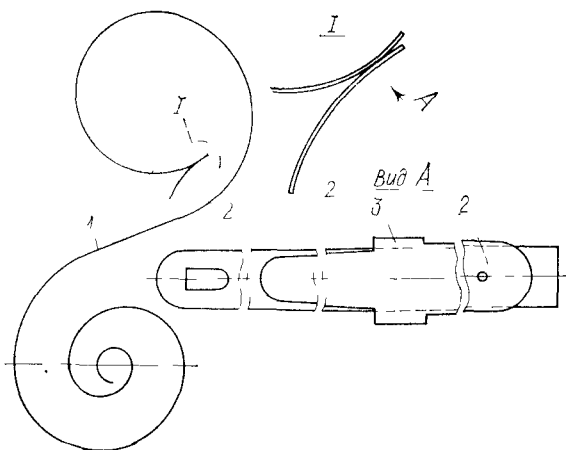


Рис. 1.13. S-образная пружина с мечевидной накладкой

раскручиванием пружины, а также при боковом касании пружины внутренней поверхности барабана. Эти факторы уменьшают вращающий момент двигателя. Взаимное трение витков пружины при их касании будет тем больше, чем больше боковое давление и чем больше коэффициент трения трущейся поверхности

Зависимость между вращающим моментом пружинного двигателя и числом оборотов его n $0 \leq n \leq n_0$ приближенно выражается диаграммой (рис. 1.14). Кривая завода (закручивания) пружины AB_1C_1D , а кривая спуска (раскручивания) пружины DC_2B_2A . Участок C_2B_2 — приблизительно прямолинейный, соответствует

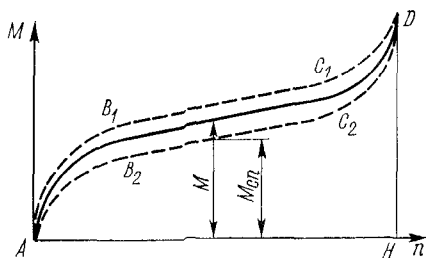


Рис. 1.14. Диаграмма работы пружины в барабане

состоянию пружины, когда она равномерно распределена в барабане. Кривая (сплошная линия) построена без учета трения между витками при концентрическом разворачивании пружины. К. п. д. пружинного двигателя может быть вычислен как отношение площади AB_2C_2DH к площади AB_1C_1H .

Если заводная пружина находится в состоянии чистого изгиба, то вращающий момент, приложенный к барабану

$$M_d = \frac{EJ}{L} \alpha = \frac{Ebh^3}{12L} \alpha = K\alpha; \quad K = \frac{Ebh^3}{12L}. \quad (1.15)$$

Вращающий момент двигателя при раскручивании пружины с учетом способа крепления пружины к барабану

$$M_d = \pi/6 \frac{K_c Ebh^3 (n_2 - n - n_{св})}{L}; \quad 0 \leq n \leq n_0. \quad (1.16)$$

Здесь EJ — жесткость пружины при изгибе; b , h и L — соответственно ширина, толщина и длина пружинной ленты прямоугольного сечения; $\alpha = 2\pi n$ — угол поворота сечения пружины; n_0 — число оборотов барабана; $n_2 = n_0 + n_1$ — число витков пружины в заведенном состоянии; n_1 — число витков пружины в барабане в спущенном состоянии; $n_{св}$ — число витков пружины в свободном состоянии (вне барабана). Обычно $n_{св} = (0,3 \div 0,4) n_2$ [5]; $K_c = M_{сн}/M$ (рис. 1.14) — коэффициент качества, численное значение которого зависит в основном от способа крепления наружного конца пружины к барабану. Для известных типов крепления: с мечевидной накладной и с промежуточной пружиной $K_c = 0,90 \div 0,95$; штифтовое $K_c = 0,72 \div 0,78$; шарнирное $K_c = 0,65 \div 0,70$ [18]. Двигатель будет обладать наибольшим числом оборотов (наибольшей потенциальной энергией), если внутренний радиус спущенной пружины в барабане r_1 равен наружному радиусу r_2 заведенной пружины

$$r_1 = r_2 = \sqrt{1/2 (R_1^2 + r_0^2)}. \quad (1.17)$$

При этом длина пружины

$$L = \pi (R_1 + r_1) n_1 + 2\pi r_1. \quad (1.18)$$

Здесь R_1 и r_1 — внутренний радиус барабана и радиус заводного валика. Нормальное напряжение в любой точке сечения пружины $\sigma = Mz/J$, $0 \leq z \leq h/2$.

$$\sigma_{\max} = \frac{M_{\max} h}{2J} = \frac{6M_{\max}}{bh^2} \leq [\sigma], \quad (1.19)$$

т. е. наибольшее нормальное напряжение не должно быть больше допускаемого $[\sigma]$. На основании (1.15) и (1.19) находим

$$\alpha_{\max} = \frac{2L\sigma_{\max}}{hE}. \quad (1.20)$$

Определим перепад вращающего момента двигателя по истечении некоторого времени работы t при $n = n_t$. На основании (1.15) $M_{\max} = K\alpha_{\max}$ и $M_t = K(\alpha_{\max} - 2\pi n_t)$. Поэтому

$$\frac{M_{\max} - M_t}{M_{\max}} = \frac{\Delta M}{M} = \frac{2\pi n_t}{\alpha_{\max}}.$$

Подставив значение α_{\max} из (1.20), получим

$$\frac{\Delta M}{M} = \frac{\pi h E n_t}{L \sigma_{\max}}. \quad (1.21)$$

Таким образом, чтобы уменьшить перепад вращающего момента пружинного двигателя, следует применять пружины со сравнительно невысоким значением модуля упругости E и возможно большим значением σ_{\max} . Кроме того, $\Delta M/M$ уменьшается при уменьшении отношения h/L . Из (1.20) видно, что при этом увеличивается максимально допустимый угол изгиба пружины.

Если ρ_0 — внутренний радиус спиральной пружины в свободном состоянии, то

$$EJ(1/r_0 - 1/\rho_0) = M_{\max} (\rho_0 > r_0),$$

или на основании (1.19)

$$1/2(1/r_0 - 1/\rho_0)h = \frac{\sigma_{\max}}{E}.$$

Возьмем

$$h/\rho_0 = \frac{k_1 h}{r_0} (k_1 < 1).$$

В этом случае $h/r_0(1 - k_1) = 2\sigma_{\max}/E$.

Отношение h/r_0 определяется из условия [90]

$$h/r_0(1 - k_1) \leq 2/E [\sigma]. \quad (1.22)$$

Обычно принимают $1/10 \leq h/r_0 \leq 1/16$. При этом из последнего выражения определяют коэффициент k_1 , а затем внутренний радиус пружины в свободном состоянии $\rho_0 = r_0/k_1$. Форму свободной спиральной пружины определяют из условия

$$1/2(1/\rho_s - 1/\rho_L)h = \frac{\sigma_{\max}}{E} \leq \frac{[\sigma]}{E}. \quad (1.23)$$

Здесь ρ_L — наружный радиус пружины в свободном состоянии; ρ_s — наружный радиус (по нейтральному слою) пружины в заведенном состоянии. Потенциальная энергия закрученной пружины в барабане

$$\Pi = \pi (M_{\max} + M_{\min}) n_6,$$

где M_{\max} и M_{\min} — максимальный и минимальный моменты двигателя при спуске заводной пружины. Предполагается, что кривая спуска аппроксимирована отрезком прямой.

Энергоемкость пружинного двигателя, т. е. количество потенциальной энергии в единице рабочего объема барабана

$$\varepsilon = \Pi/V = \frac{(M_{\max} + M_{\min}) n_6}{(R^2 - r_0^2) b}. \quad (1.24)$$

Максимальная энергия двигателя при заданных габаритах достигается при оптимальной длине пружины [формула (1.18)].

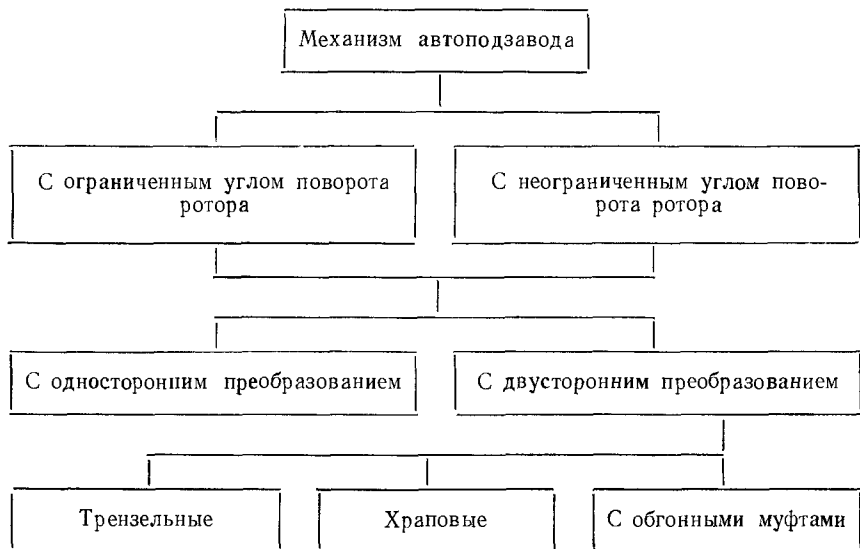
Разработана методика расчета пружинных двигателей, особенность которой состоит в применении эмпирических формул и констант, учитывающих свойства сплава, технологию изготовления пружины и специфические условия работы пружины в барабане [30]. Эта методика представляет собой дальнейшее развитие методики расчета пружинных двигателей, предложенной Т. А. Гевондяном и основанной на использовании угла остаточной деформации пружинной ленты [18].

В настоящее время для производства заводных пружин широкое применение получили кобальтовые сплавы, что позволило существенно увеличить долговечность двигателя. Основными задачами по усовершенствованию пружинных двигателей являются повышение энергоемкости двигателей и стабилизация вращающего момента во времени.

Механизмы автоподзавода

Механизмы автоматического подзавода пружинного двигателя, применяемые в наручных механических часах, могут функционировать при нормальных для данных часов условиях эксплуатации (ношение на руке). Операция подкручивания пружины осуществляется не регулярно и представляет собой случайный процесс. Часы с автоподзаводом надежно работают в сложных климатических условиях и при сравнительно больших механических перегрузках. Они обладают лучшими метрологическими характеристиками, чем часы с обычным пружинным двигателем. На схеме 1.2 приве-

Схема 1.2. Классификация механизмов автоподзавода



дена краткая классификация механизмов автоподзавода. Различают механизмы автоподзавода с ограниченным и неограниченным углом поворота ротора. Кроме того, механизмы автоподзавода могут иметь одностороннее и двустороннее преобразование качательного движения ротора во вращательное движение колес редуктора. Наиболее перспективными являются механизмы автоподзавода с неограниченным углом поворота ротора и с двусторонним преобразователем.

На рис. 1.15 приведен механизм автоподзавода с неограниченным углом поворота ротора (инерционного груза) 3 и с двусторонним трензельным преобразователем 4 качательного движения ротора в одностороннее движение колес 1 редуктора. Фиксирующие собачки 2 и 5 препятствуют случайному повороту колес в обратном направлении. Для предохранения заводной пружины 10 от поломки при чрезмерном закручивании ее внешний конец присоединен к окружности барабана 9 фрикционно. Для этой же цели может служить и храповое устройство 11. Кнопка 7 предназначена для ручного закручивания пружины после включения колеса 8 рычагом 6 [94].

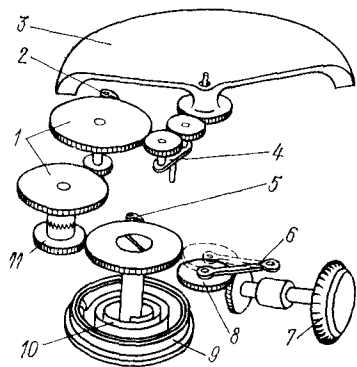


Рис. 1.15. Механизм автоподзавода

Для получения возможно большего статического момента ротора при заданных габаритах часового механизма следует массу его взять возможно больше и разместить центр тяжести ротора как можно дальше от оси вращения. Однако чем больше статический момент ротора, тем хуже условия работы опоры, которая должна быть достаточно прочной, износостойкой и обладать малым трением. В механизмах автоподзавода применяют опоры с трением скольжения и с трением качения.

Совершенствование конструкции механизма автоподзавода ведется в направлении создания фрикционных устройств пружинного двигателя со стабилизированным во времени фрикционным моментом, преобразователей повышенной надежности функционирования с малым свободным спуском при перемене направления вращения ротора, устойчивых опор для ротора с малым трением и др.

Прибор для контроля и регистрации вращающего момента пружинного двигателя

Пружинный двигатель 1 устанавливается в приборе таким образом, что квадрат головки заводного валика входит в квадратное отверстие оси 12 (рис. 1.16). Эта ось посредством тяги 10 шарнирно

соединена с сердечником 9 индуктивного измерительного преобразователя, который закреплен на двух плоских пружинах 8. Электродвигатель через редуктор, блок отсчета числа оборотов пружинного двигателя, муфту (на рисунке не показаны) приводит во вращение барабан пружинного двигателя. При этом происходит закручивание заводной пружины.

Под действием вращающего момента пружинного двигателя сердечник 9 перемещается в отверстиях неподвижных обмоток катушки 7 индуктивного преобразователя, деформируя при этом

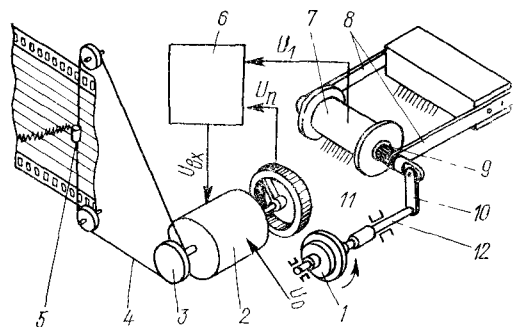


Рис. 1.16. Схема прибора для регистрации вращающего момента двигателя

плоские пружины 8. Три обмотки индуктивного преобразователя и потенциометр 11 образуют мост, сбалансированный в том положении сердечника, которое соответствует ненапряженному состоянию плоских пружин 8. Перемещение сердечника индуктивного преобразователя относительно неподвижных обмоток катушки 7 вызывает пропорциональные этому перемещению сигналы напряжения U_1 разбаланса моста, которые подаются на вход усилителя 6. Как только сигнал напряжения U_1 превысит порог чувствительности (0,1 мВ) усилителя 6, последний начинает вырабатывать управляющее напряжение $U_{вх}$ частотой 50 Гц, которое подается на управляющую обмотку статора асинхронного двигателя 2. К статорной обмотке возбуждения этого двигателя подведено напряжение U_0 той же частоты. Электродвигатель сообщает движение ведущему ролику 3 гибкой нити 4, и перемещает жестко связанный с нитью регистрирующий элемент 5. Одновременно движение сообщается движку потенциометра 11. Вращение электродвигателя 2 продолжается до тех пор, пока выходное напряжение $U_{п}$ потенциометра не скомпенсирует сигнал напряжения U_1 разбаланса моста. При этом регистрирующий элемент 5 переместится по вертикали на длину, пропорциональную значению измеряемого момента пружинного двигателя.

Предусмотрена возможность автоматической регистрации на бумажной ленте зависимости вращающего момента пружинного двигателя от числа оборотов при закручивании и раскручивании заводной пружины. Кроме того, прибор позволяет осуществлять автоматический контроль вращающего момента пружинного двигателя в двух состояниях заводной пружины при раскручивании.

Верхний измерительный предел $25 \cdot 10^{-3}$ Н·м. Погрешность измерения около 1,5% в каждом измерительном диапазоне*.

Электрические источники энергии для малогабаритных часов

В электронно-механических часах с колебательной системой баланс—волосок и с металлическим камертоном, а также в кварцевых малогабаритных часах обычно используются химические источники электроэнергии (гальванические элементы и аккумуляторы) и солнечные батареи (фотоэлектрические источники тока), причем последние, как правило, в сочетании с аккумуляторами. К числу характеристик химических источников электроэнергии относится [54]: разрядное напряжение $U = E - iR_{\text{вн}}$; емкость (электрический заряд) $Q' = it$; удельная емкость по объему и массе элемента $Q'_V = Q'/V$, $Q'_m = Q'/m$; удельная энергия по объему и массе $W_V = iUt/V$, $W_m = iUt/m$; саморазряд вследствие взаимодействия активных веществ и электролита $S_p = Q'_H - Q'_K/Q'_H n_c$.

В приведенных выражениях приняты следующие обозначения: E — э. д. с. химического элемента; i — ток разряда; $R_{\text{вн}}$ — внутреннее сопротивление гальванического элемента, которое изменяется в процессе хранения и эксплуатации элемента; t — время разряда; V и m — соответственно объем и масса элемента; Q'_H и Q'_K — соответственно начальная емкость и емкость после хранения; n_c — число суток хранения.

В настоящее время широкое применение в малогабаритных (наручных) часах получили окиснортутные и окисносеребряные гальванические элементы в форме дисков. Эти элементы обладают сравнительно большой удельной энергией, пологой разрядной характеристикой и малым саморазрядом, обеспечивающим большой срок хранения. На рис. 1.17 показано устройство окиснортутного (ртутноцинкового) элемента. Металлический корпус $б$ заполнен окисью ртути 5 с добавкой графита (положительный электрод), а крышка 1 — порошкообразным цинком 2 с добавкой ртути (отрицательный электрод). Корпус изолирован от крышки резиновой прокладкой 3 , которая в то же время осуществляет герметизацию элемента [54]. Между положительным и отрицательным электродами помещена бумажная пористая диафрагма 4 , пропитанная электролитом, состоящим из раствора едкого кали с окисью цинка.

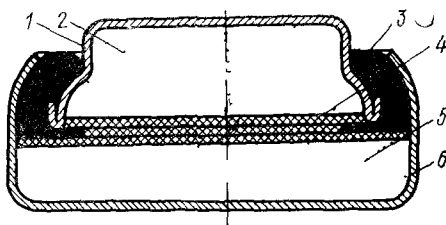


Рис. 1.17 Окиснортутный гальванический элемент

*А с. 368582 (СССР).

Устройство окисносеребряных элементов такое же, как и окиснортутных, за исключением того, что вместо окиси ртути в качестве активной массы положительного электрода используется окись серебра. Саморазряд окисносеребряных элементов выше, чем окиснортутных.

Отечественные и зарубежные фирмы выпускают много видов окиснортутных и окисносеребряных гальванических элементов для малогабаритных приборов времени. В табл. 1.2 приведены основные параметры гальванических элементов, выпускаемых некоторыми зарубежными фирмами («Mallory», «Renata» и др.) [95].

Таблица 1.2. Основные параметры гальванических элементов

Тип гальванического элемента	Напряже- ние, В	Емкость, мАч	Максимальные размеры, мм	
			Диаметр	Высота
Окиснортутный	1,35	230	11,6	5,4
	1,35	95	7,9	5,4
	1,35	50	7,9	3,6
	1,35	110	11,6	3,6
	1,35	150	11,6	4,2
Окисносеребряный	1,5	120	11,6	4,2
	1,5	180	11,6	5,4
	1,5	70	7,9	5,4
	1,5	38	7,9	3,6
	1,5	190	11,8	5,4

В последние годы освоены и получили применение в приборах времени литиевые гальванические элементы, которые отличаются высокой удельной энергией, стабильностью напряжения и незначительным саморазрядом. В этих элементах один из электродов — металл литий, а другой электрод — фтористое соединение углерода, двуокись серы и др. Литиевые гальванические элементы имеют напряжение разряда примерно в 2 раза больше обычных элементов.

Аккумуляторы (вторичные химические источники тока), обладающие меньшей удельной емкостью и большим саморазрядом, чем гальванические элементы, нашли применение в приборах времени благодаря возможности восстановления работоспособности путем многократной подзарядки. Обычно в приборах времени применяются герметичные никелево-кадмиевые аккумуляторы.

На рис. 1.18 показано устройство никелево-кадмиевого аккумулятора в форме диска [54]. В корпусе 1 размещен положительный окисноникелевый электрод 5 и отрицательный кадмиевый электрод 6, масса которого больше массы положительного электрода. Электроды разделены пористой сепаратной прокладкой 4, пропитанной электролитом. Посредством резиновой прокладки 7

осуществляется изоляция крышки 2 от корпуса и герметизация аккумулятора. Электроды прижаты к корпусу посредством пружины 3. Как уже указывалось, в малогабаритных приборах времени аккумуляторы применяются в сочетании с фотоэлектрическими преобразователями. Критериями выбора прямого преобразователя солнечной энергии в электрическую являются чувствительность и к. п. д. Широкое применение получили вентильные фотоэлементы, изготавливаемые из монокристалла чистого кремния. Коэффициент полезного действия фотоэлемента равен отношению выходной мощности фотоэлемента к полной мощности излучения и составляет 8—10%. Следует отметить, что к. п. д. селеновых фотоэлементов составляет лишь около 0,2%. Разновидностью вентильных фотоэлементов являются фотодиоды и фототранзисторы.

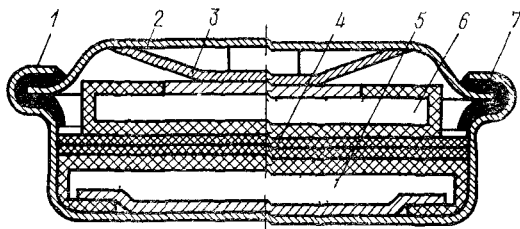


Рис 118 Никелево-кадмиевый аккумулятор

В атомных источниках тока используется энергия частиц, образующихся при радиоактивном распаде изотопов, для непосредственного преобразования в электрическую энергию. Для получения радиоактивного излучения в атомных источниках тока применяют изотопы: тритий, прометий 147, стронций-90, различающиеся между собой видом радиации, энергией излучения, периодом полураспада. Срок службы атомных батарей определяется периодом полураспада изотопа. Вид радиации определяет конструкцию корпуса для биологической защиты от радиации. Ведутся исследования по созданию атомных источников тока для наручных часов. Так, созданная на изотопе прометия-147 атомная батарея дает на нагрузку ток 2 мкА при напряжении 1 В [54].

1.4. ПОГРЕШНОСТЬ ПРИБОРОВ ВРЕМЕНИ

Статистические показатели погрешности часов

Измерение времени представляет собой процесс, заключающийся в экспериментальном определении отношения длительности измеряемого интервала времени к интервалу, принятому за единицу (ГОСТ 15855—77). Измерение времени осуществляется путем сравнения длительности измеряемого интервала времени с тем или иным воспроизводимым времязадающим процессом, принятым за единицу.

Погрешностью проверяемых часов называется поправка, взятая с обратным знаком. Если U_1 и U_2 — поправки проверяемых часов в фиксированные моменты времени τ_1 и τ_2 , то разность

$\Omega_{\tau} = U_2 - U_1$ называется истинным ходом часов за интервал времени $\tau_2 - \tau_1$.

Следует отметить, что поправка проверяемых часов определяется как интервал времени, который нужно прибавить к показаниям часов, чтобы получить действительное время по данной шкале. Пусть T — номинальное (расчетное) значение периода колебаний осциллятора проверяемых часов, $\Delta T(\tau)$ — переменная, характеризующая отклонение периода колебаний осциллятора от расчетного значения. В таком случае

$$\Omega_{\tau} = \frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \Delta T(\tau) d\tau.$$

В часовой промышленности широко применяются приборы проверки хода часов (ППЧ) в различном исполнении. Принцип измерения хода основан на сравнении образцовой частоты с частотой колебаний осциллятора проверяемых часов. ППЧ выдает информацию в виде так называемого мгновенного хода часов Ω_0 . Если ΔT — среднее значение отклонения периода колебаний осциллятора проверяемых часов за время θ и $\tau_2 - \tau_1 = 86\,400$ с, то мгновенный суточный ход

$$\Omega_0 = 86\,400 \Delta T / T. \quad (1.25)$$

Точностные характеристики Ω_0 , Ω_{τ} в каждый фиксированный момент времени представляют собой случайные величины. Процесс изменения хода часов близок к нормальному случайному процессу [77].

При экспериментальном определении точностных характеристик часов используют ряд статистических показателей. Среднее значение хода часов

$$\Omega_{\text{ср}} = \frac{\Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_3 + \dots + \Omega_n}{n}, \quad (1.26)$$

как среднее арифметическое из ряда значений хода часов Ω_1 , Ω_2 , Ω_3 , ..., Ω_n за данный интервал времени. Среднее квадратическое отклонение хода часов

$$U_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{(\Omega_1 - \Omega_{\text{ср}})^2 + (\Omega_2 - \Omega_{\text{ср}})^2 + (\Omega_3 - \Omega_{\text{ср}})^2 + \dots + (\Omega_n - \Omega_{\text{ср}})^2}{n}}. \quad (1.27)$$

Средняя квадратическая вариация хода часов

$$\delta_{\text{в}} = \sqrt{\frac{(\Omega_2 - \Omega_1)^2 + (\Omega_3 - \Omega_2)^2 + (\Omega_4 - \Omega_3)^2 + \dots + (\Omega_n - \Omega_{n-1})^2}{n-1}}. \quad (1.28)$$

Если $\Omega'_{\text{ср}}$ и $\Omega''_{\text{ср}}$ — средние хода часов в начальном и конечном интервале времени испытания, то восстановление хода часов (ускорение хода)

$$R_{\text{в}} = \Omega''_{\text{ср}} - \Omega'_{\text{ср}}.$$

Восстановление хода R_B характеризует долговременную нестабильность хода часов. Показатель U_{cp} характеризует стационарный случайный процесс. Для оценки нестационарности хода часов, т. е. хода, изменяющегося во времени, используют показатели δ_B , R_B и др.

Так как измерение времени при помощи часов с автоколебательной системой осуществляется не непрерывно, а дискретно, то возникает методическая погрешность показания часов. Среднее отклонение суточного хода, вследствие дискретного характера показания часов, и среднеквадратическое отклонение суточного хода равны соответственно:

$$\Omega_{cp.м} = t_0/2; E_0 = t_0/2 \sqrt{3}, \quad (1.29)$$

где t_0 — единичный интервал дискретного счета времени ($t_0 = T/2, T, \dots$). Методическую погрешность необходимо прежде всего учитывать при проектировании приборов для измерения малых промежутков времени.

При оценке точностных характеристик большой партии одинаковых (однотипных) часов следует помнить, что значения суточного хода у различных экземпляров часов неодинаковы даже при одинаковых условиях эксплуатации вследствие неизбежной неидентичности основных параметров часов. Поэтому отдельные составляющие суточного хода большой партии однотипных часов являются случайными функциями случайных аргументов.

Известно, что при наличии более трех-четырёх независимых дестабилизирующих факторов, имеющих равномерно малое влияние на сумму, можно принять нормальный закон распределения суммарной нестабильности суточного хода большой партии однотипных часов независимо от законов распределения составляющих этой нестабильности. Следовательно, плотность распределения суммарного значения суточного хода большой партии однотипных часов имеет вид

$$f(\Omega_0) = \frac{1}{2\pi D_0} e^{-\frac{(\Omega_0 - m_0)^2}{2D_0}}, \quad (1.30)$$

где Ω_0 — значение суточного хода большой партии однотипных часов; m_0 — математическое ожидание случайной величины Ω_0 ; D_0 — дисперсия случайной величины Ω_0 .

Вероятность попадания нормально распределенной случайной величины Ω_0 на участок от Ω_α до Ω_β

$$P(\Omega_\alpha < \Omega_0 < \Omega_\beta) = \Phi^*\left(\frac{\Omega_\beta - m_0}{\sqrt{D_0}}\right) - \Phi^*\left(\frac{\Omega_\alpha - m_0}{\sqrt{D_0}}\right). \quad (1.31)$$

Здесь

$$\Phi^*(\Omega) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\Omega} e^{-t^2/2} dt.$$

Табулированная нормальная функция распределения [16].

Вероятность попадания случайной величины $2\Delta\Omega_{\max}$ на участок, симметричный относительно математического ожидания m_0 ,

$$P(m_0 - \Delta\Omega_{\max} < \Omega_0 < m_0 + \Delta\Omega_{\max}) = 2\Phi^* \left(\frac{\Delta\Omega_{\max}}{\sqrt{D_0}} \right). \quad (1.32)$$

Из выражений (1.31) и (1.32) видно, что для определения вероятности попадания случайной величины Ω_c в заданные пределы необходимо предварительно вычислить математическое ожидание m_0 и дисперсию D_0 случайной величины Ω_c . На основании теорем сложения математических ожиданий и дисперсий имеем:

$$m_0 = \sum_{i=1}^n m_i; \quad D_0 = \sum_{i=1}^n D_i, \quad (1.33)$$

где m_i и D_i — соответственно математические ожидания и дисперсии отдельных независимых случайных составляющих суммарного хода Ω_c .

Метод контроля часов по оценочным числам

В часовой промышленности применяется метод выборочного контроля часов массового производства по оценочным числам, которые достаточно полно характеризуют точность и стабильность хода часов, качество сборки и регулирования и позволяют частично прогнозировать качество часов в условиях эксплуатации. Выборочный контроль дает возможность уменьшить затраты на контроль и увеличить производительность контрольных операций.

Для малогабаритных (наручных) механических часов оценочное число, характеризующее точностные свойства часов, определяется по формуле (ГОСТ 10732—73)

$$N = 0,15I_{\max} + 0,1P_{\max} + C, \quad (1.34)$$

где I_{\max} — погрешность изохронности, определяемая как максимальное значение из следующих величин: $|\Omega''_{\text{г}} - \Omega'_{\text{г}}|$; $|\Omega''_0 - \Omega'_0|$; $|\Omega''_{\text{ю}} - \Omega'_{\text{ю}}|$; $|\Omega''_{\Omega} - \Omega'_{\Omega}|$; P_{\max} — позиционная погрешность, определяемая как максимальное значение из следующих величин: $|\Omega'_0 - \Omega'_{\text{ю}}|$; $|\Omega'_0 - \Omega'_{\Omega}|$; $|\Omega'_0 - \Omega'_{\text{г}}|$; $|\Omega'_{\text{ю}} - \Omega'_{\text{г}}|$; $|\Omega'_{\text{ю}} - \Omega'_{\Omega}|$; $|\Omega'_{\text{г}} - \Omega'_{\Omega}|$. Здесь Ω'_0 , $\Omega'_{\text{ю}}$, $\Omega'_{\text{г}}$, Ω'_{Ω} — мгновенные значения суточного хода спустя 24 ч после полной заводки в положениях часов: горизонтальном — циферблатом вверх (0), вертикальном — заводной головкой влево (ю), вверх (г), вниз (Ω); Ω'_0 , $\Omega'_{\text{ю}}$, $\Omega'_{\text{г}}$, Ω'_{Ω} — мгновенные значения суточного хода через 30 мин после полной заводки в тех же положениях часов; температура испытания часов 20 ± 5 °C; C — температурная погрешность хода, определяемая по формуле $C = 1,5/m \sum_{i=1}^m C_i$, причем

$$C_i = \left| \frac{\Omega'_{36} - \Omega'_{20}}{16} \right|$$

— температурный коэффициент хода i -х часов при температурах $36 \pm 2^\circ\text{C}$ и $20 \pm 2^\circ\text{C}$ в положении циферблатом вверх.

Чем меньше оценочное число, тем выше качество сборки, регулирования и стабильности хода часов в условиях эксплуатации.

При одноступенчатом выборочном контроле большое значение имеет объем выборки из партии часов и приемочное число.

В работе [57] разработан метод выборочного контроля качества механических наручных часов, основанный на учете точностных свойств, нестабильности амплитуды колебаний баланса и продолжительности действия часов от полного завода пружины двигателя.

Получены формулы для определения оценочных чисел и обобщенного оценочного числа. Этот метод контроля позволяет комплексно оценивать качество основных узлов часового механизма и часов в целом.

Следует отметить, что проведению выборочного контроля часов по оценочным числам предшествует анализ качества сборки и регулирования и выявление дефектов часов по форме записи хода и по характеру изменения амплитуды колебаний осциллятора.

Для определения мгновенного суточного хода и амплитуды колебаний баланса в различных положениях часов отечественной промышленностью созданы высокопроизводительные приборы типа ПП-7М, ПП-6М, П-76 и приборы с программным управлением микрофоном (датчиком). Имеются приборы, которые осуществляют контроль часов по трем параметрам: мгновенный суточный ход, амплитуда колебаний и статическое положение баланса. Эти приборы отличаются высокой производительностью, снабжены цифropечатающим и перфорирующим устройствами и имеют выход на ЭВМ [55].

Повышение точности и надежности функционирования приборов времени обусловили появление новых и совершенствование существующих методов и средств контроля готовой продукции, а также деталей.

Основная тенденция развития измерительной техники в часовой промышленности — сокращение продолжительности контроля путем автоматизации контрольных операций при одновременном увеличении получаемого объема информации и скорости ее обработки на базе вычислительной техники.

Вероятностный расчет температурной погрешности часов

Если Ω_t — значение суточного хода большой партии однотипных часов вследствие влияния изменения температуры окружающей среды, то для определения вероятности попадания случайной величины Ω_t на заданный участок следует предварительно найти математическое ожидание и дисперсию случайной величины Ω_t (или $\Delta T/T = \Omega_t/86\,400$).

Предполагаем, что в некотором ограниченном пределе изменения температуры температурный коэффициент часов C не зависит от температуры. Если t — отклонение окружающей температуры от температуры, при которой производится регулирование часов, то относительное изменение периода колебаний осциллятора будет $\tau = \Delta T/T = Ct/86\,400$.

Так как для большой партии однотипных часов C и t — случайные величины, то их функция τ — также случайная величина. Математическое ожидание и дисперсия произведения двух случайных независимых величин:

$$m_\tau = m_C m_t; \quad D_\tau = D_C D_t + m_C^2 D_t + m_t^2 D_C, \quad (1.35)$$

где m_C и m_t — математические ожидания случайных величин C и t ; D_C и D_t — дисперсии этих величин.

Допустим, что t_v и t_n — соответственно верхний и нижний пределы изменения температуры окружающей среды; t_p — температура регулирования часов. Закон распределения температуры внутри этих пределов зависит от реальных условий эксплуатации.

Хотя вероятность работы часов при температурах, близких к температуре регулирования, больше, чем вблизи крайних температур, мы примем одинаковую вероятность любой температуры внутри указанных пределов (т. е. закон равномерной плотности), что соответствует наиболее неблагоприятным условиям эксплуатации часов [50].

Для закона равномерной плотности распределения температуры в указанных пределах имеем:

$$m_t' = 1/2 (t_v + t_n); \quad D_t = 1/12 (t_v - t_n)^2.$$

Математическое ожидание при учете температуры регулирования t_p

$$m_t = 1/2 (t_v + t_n) - t_p.$$

Влияние изменения температуры окружающей среды на ход часов характеризуется температурным коэффициентом часов C , который зависит от многих факторов, причем влияние отдельных независимых факторов на случайную величину C более или менее соизмеримы. Поэтому мы можем допустить, что для большой партии однотипных часов случайная величина C подчинена приблизительно нормальному закону распределения. Температурный коэффициент часов может быть задан в виде

$$C = C_n + \delta_d,$$

где C_n — значение температурного коэффициента при исходной температуре (температуре регулирования); δ_d — допуск (практически предельная погрешность). В таком случае

$$m_c = \frac{C_n}{86\,400}$$

и с точностью до долей процента

$$D_G = \left(\frac{\delta_d}{3 \cdot 86\,400} \right)^2.$$

Подставив полученные значения m_t , D_t , m_c и D_c в (1.35), будем иметь:

$$m_\tau = \frac{C_n (t_b + t_n - 2t_p)}{2 \cdot 86\,400}, \quad (1.36)$$

$$D_\tau = \frac{1}{86\,400^2} \left\{ \frac{(t_b - t_n)^2}{12} [C_n^2 + 1/9 \delta_c^2] + 1/36 (t_b + t_n - 2t_p)^2 \delta_c^2 \right\}. \quad (1.37)$$

Для доверительного интервала изменения суточного хода $\Omega_{t_b} - \Omega_{t_n}$ доверительная вероятность P при нормальном законе распределения случайной величины Ω_t определяется по формуле (1.31).

Если взять симметричный доверительный интервал $2\Omega_{пр}$, где $\Omega_{пр}$ — предельное значение суточного хода (предельная погрешность), то для нормального центрированного распределения $\Omega_{пр} = 3\sigma = 3 \sqrt{D_\tau}$. При этом доверительная вероятность $P = 0,997$. Таким образом, вероятность того, что случайная погрешность превысит $|\Omega_{пр}|$, составляет 0,003 или 0,3%.

ЧАСОВЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ**2.1. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ БАЛАНС—ВОЛОСОК****Классификация**

Для измерения времени при помощи современных технических средств чаще всего используются колебательные системы, обладающие резонансными свойствами (баланс—волосок, камертон, пластинка кварца). Так как в реальных условиях период колебаний таких систем мало зависит от амплитуды колебаний, то точность измерения времени с помощью часов, основанных на применении колебательных процессов, значительно выше, чем при использовании вращательных процессов (равномерное вращательное движение) или процессов, не обладающих собственным периодом. В качестве колебательных систем применяются главным образом механические колебательные системы. Все осцилляторы в зависимости от соотношения жесткостей, упругих элементов и масс можно разделить условно на два класса: осцилляторы с сосредоточенными параметрами и осцилляторы с распределенными параметрами.

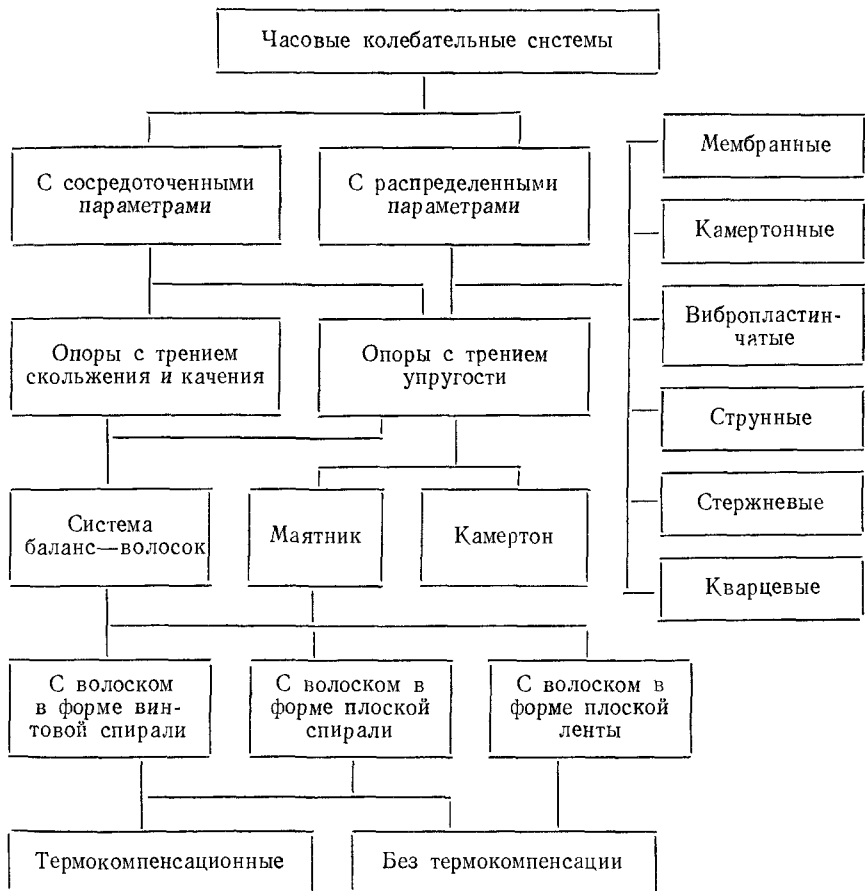
Колебательная система с сосредоточенными параметрами состоит из конечного числа элементов, представляющих собой массу и упругость, причем каждый из этих элементов практически обладает только одним из этих свойств (массой или упругостью). В каждом сколь угодно малом участке колебательной системы с распределенными параметрами совместно существуют элементы массы, упругости и элементы, вызывающие необратимые потери энергии.

Разделение колебательных систем приборов времени по указанному признаку носит условный характер, но представляет определенные удобства при теоретическом исследовании осцилляторов. Например, колебательная система баланс—волосок при обычно принятых периодах колебаний является системой с сосредоточенными параметрами. Однако при неограниченном уменьшении массы баланса и увеличении жесткости волоска мы приходим к колебательной системе с распределенными параметрами.

Камертонные осцилляторы можно условно отнести к тому или иному классу в зависимости от конструкции: низкочастотный камертон с сравнительно большими сосредоточенными массами на

свободных концах ветвей (магнитные системы) и высокочастотные камертоны с «гладкими» ветвями. Кроме того, все часовые колебательные системы могут быть разделены на две группы: колебательные системы с твердой осью вращения (опоры скольжения и качения) и колебательные системы с упругой осью (с упругой опорой).

Схема 2.1. Классификация часовых осцилляторов



На схеме 2.1 представлена краткая классификация часовых осцилляторов. Механические часовые колебательные системы должны удовлетворять следующим основным условиям: относительно большая кинетическая энергия; высокая добротность; малая потеря энергии свободно колеблющегося осциллятора на преодоление трения; изохронность свободных колебаний в рабочем интервале амплитуд; напряжения в упругом элементе осциллятора должны быть существенно ниже предела упругости; малое влияние

изменения температуры окружающей среды, давления, влажности на период колебаний осциллятора; малая чувствительность периода колебаний осциллятора к изменению положения в пространстве (для приборов переносного типа); малая чувствительность к влиянию механических перегрузок (внешние вибрационные и ударные перегрузки). На практике часовые колебательные системы лишь в той или иной мере отвечают этим условиям.

Устройство колебательной системы баланс—волосок

На рис. 2.1 показан узел колебательной системы баланс—волосок малогабаритных часов (наручных). Баланс 1 представляет собой гладкое кольцо, соединенное с осью 14 при помощи переключины, причем ось расположена перпендикулярно плоскости кольца (обода) и проходит через его центр тяжести. Баланс изготовляется из твердых марок латуни, бериллиевой бронзы и др.; оси баланса — из высокоуглеродистой стали (У10А, У12А). На

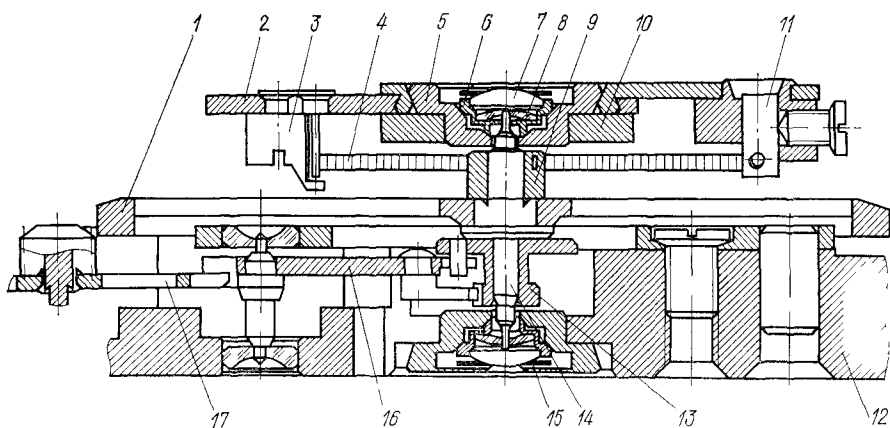


Рис. 2.1. Узел колебательной системы баланс—волосок механических часов

ось баланса плотно посажена разрезная латунная колодка 9, к которой прикреплен внутренний конец волоска 4. Внешний конец волоска присоединен к колонке 11, которая удерживается в отверстии балансового моста при помощи винта. Волосок имеет форму плоской спирали.

В часовых механизмах подшипники для самых ответственных осей изготавливаются из синтетического корунда, который уступает по твердости лишь алмазу. Часовые камни стандартизованы (ГОСТ 7137—73). Износостойкость папф достигается специальной термической обработкой и последующей полировкой.

Цапфы оси баланса вращаются в подшипниках, состоящих из сквозных 8 и накладных 7 рубиновых камней. В малогабаритных

часах диаметры цапф оси баланса стремятся уменьшить (до 0,08—0,1 мм), чтобы снизить трение в подшипниках. Но при этом цапфы становятся недостаточно прочными для того, чтобы выдержать случайные ударные и вибрационные воздействия. Увеличение сопротивляемости тонких цапф ударным нагрузкам обычно достигается при помощи эластичного крепления камневых подшипников баланса (противоударные устройства). В противоударных устройствах с помощью упругого элемента осуществляется перенос ударных нагрузок на утолщенную часть оси баланса.

На рис. 2.1 показан применяемый на практике вариант исполнения. Накладной и сквозной камни установлены в оправе 6, которая вставляется в коническую выточку накладки 5, и прижимается к накладке лирообразной фиксирующей пружины 15. При воздействии удара в радиальном или осевом направлении происходит деформация фиксирующей пружины и смещение оправы вместе с камневыми подшипниками в соответствующем направлении до встречи утолщенной части оси баланса с накладкой 5. Накладки жестко присоединены к платине 12 часов и к балансовому мосту 10. При ударе накладной и сквозной камни не смещаются относительно друг друга, что способствует сохранению смазки в подшипнике. Самоцентрирование подшипника достигается с помощью тщательно отполированных конических поверхностей оправы и накладки, выбора соответствующего угла конуса и фиксирующей пружины. Наличие трения скольжения при перемещении оправы относительно накладки приводит к возникновению области возможных положений оси баланса (зоны фиксирования).

На рис. 2.2 приведено противоударное устройство со строго фиксированным положением оси баланса. Сквозной камень 5 закреплен в улиткообразной пружине 6, а накладной камень 2 запрессован в оправу 1, которая поджимается пружиной 3. При ударном воздействии на баланс в радиальном направлении происходит деформация пружины 6 до момента соприкосновения оси баланса 4 с накладкой 7. Ударное воздействие на баланс в осевом направлении вызывает перемещение оправы вместе с накладным камнем до момента соприкосновения выступающей части оси баланса с накладкой. Перемещение сквозного камня относительно накладного ухудшает условие сохранения смазки. Вокруг конического скоса верхней накладки 5 (см. рис. 2.1) может с легким трением поворачиваться рычаг 2 регулировочного устройства для воздействия на период колебаний баланса путем изменения действующей длины волоска. На одном плече рычага смонтирован ключ, состоящий из колонки 3 с горизонтальным выступом и штифта, которые с некоторым зазором охватывают наружный виток волоска на небольшом расстоянии от места его закрепления.

На рис. 2.3 показан вариант исполнения спиральной пружины 1 (волоска) малогабаритных (наручных) часов. Крепление внутреннего витка волоска к разрезной колодке 2 и внешнего конца витка 5

к колонке 6 осуществлено при помощи штифтов. По участку 3 внешнего витка, образованного дугой окружности, перемещаются штифты регулировочного устройства («градусника») 4. Указанный способ крепления может вызвать деформацию волоска. В последнее время применяются более современные способы крепления волоска, например зачеканка или приклеивание внутреннего витка к колодке или непосредственно к оси баланса, приклеивание внешнего витка к специальной колонке. Волоски изготавливаются из железоникелевых сплавов, обладающих малым изменением

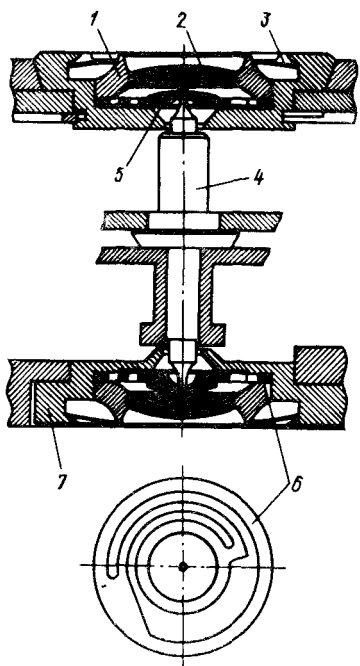


Рис. 2.2 Противоударное устройство с фиксированным положением оси баланса

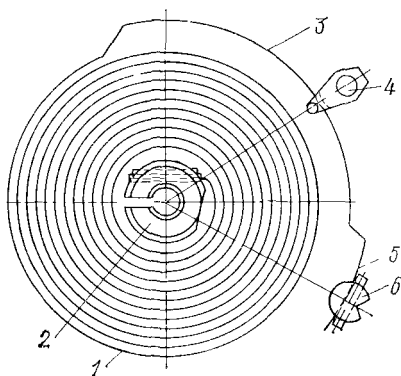


Рис. 2.3 Спиральная пружина (волосок)

модуля упругости при изменении температуры окружающей среды. В часах применен свободный анкерный спуск, состоящий из двойного ролика 13 на оси баланса, узла вилки 16 и анкерного (спускового) колеса 17 (см. рис. 2.1).

В некоторых программно-временных устройствах применяются колебательные системы с малым периодом колебаний баланса ($T = 0,007 \div 0,008$ с) повышенной ударной прочностью (рис. 2.4). Баланс 1 в виде стальной пластины, изготовленной как одно целое с палетами 7 несвободного спуска, напрессован на ось 2. Волосок 3 в форме плоской стальной ленты пропущен через отверстие в утолщенной части оси 2 и закреплен посередине штифтом или другим способом. Оба свободных конца волоска расположены в пазах ползунов 6 с малым зазором. Изменение действующей длины волоска и, следовательно, периода колебаний баланса осуществля-

ется путем перемещения ползунов винтами 4. Скобы 5 удерживают винты от линейного перемещения.

На рис. 2.5 представлен вариант исполнения осциллятора на упругой опоре 1 со сложным профилем. Подобная опора обладает

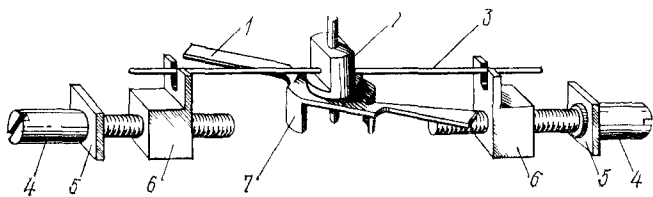


Рис. 2.4. Баланс с волоском в форме плоской ленты

сравнительно малой жесткостью в направлении колебаний баланса 2 и повышенной жесткостью в поперечном направлении. Особенность осцилляторов на упругих направляющих — малое трение (трение упругости). Они не нуждаются в смазке и имеют более высокую частоту собственных колебаний, чем осцилляторы с твердой осью вращения. Амплитуда колебаний осцилляторов на упругих направляющих сравнительно мала. Так как эти осцилляторы имеют одну колеблющуюся массу, то при колебании осциллятора происходит раскачивание основания, что ведет к ухудшению добротности осциллятора. Поэтому подобные осцилляторы могут применяться лишь в случае, когда масса основания значительно больше массы осциллятора. Смазка твердых опор и других узлов трения в часовых механизмах производится часовыми маслами. Они должны обладать высокой смазывающей способностью, не вызывать коррозии деталей, иметь широкий температурный диапазон применения, не растекаться, обладать высокой стабильностью свойств во времени и пр. Смазочные материалы в камневых опорах способствуют снижению и стабилизации трения и уменьшению износа.

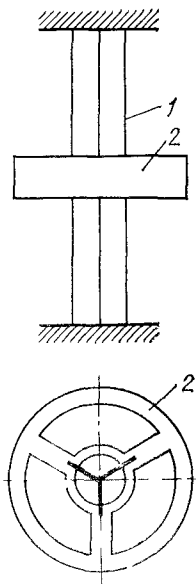


Рис. 2.5. Баланс на упругой опоре

Момент сил трения при осевой нагрузке на опору определяется по формуле (рис. 2.6, а, б) [73]

$$M_{\text{тр}} = \frac{1}{3} \mu P \frac{d_3^3 - d_1^3}{d_2^3 - d_1^3}. \quad (2.1)$$

Здесь μ — коэффициент трения; P — осевая нагрузка на опору; d_2 — диаметр заплечиков оси; d_1 — диаметр цапфы;

$$M_{\text{тр}} = \frac{2}{16} \pi \mu P r, \quad (2.2)$$

где $r = \sqrt[3]{0,75PR \left(\frac{1-\mu_1^2}{E_1} + \frac{1-\mu_2^2}{E_2} \right)}$; E_1 и E_2 — модули упругости материалов цапфы и подшипника; μ_1 и μ_2 — коэффициенты Пуассона материалов; R — радиус сферической поверхности цапфы; r — радиус поверхности соприкосновения сферической цапфы с плоской опорной поверхностью, определяемый по формуле Герца.

При горизонтальном расположении оси момента трения скольжения в подшипнике

$$M_{\text{тр}} = \pi/4 (\mu P d_1). \quad (2.3)$$

В приборах времени могут применяться и опоры качения. На рис. 2.7 показан миниатюрный шарикоподшипник отечественного

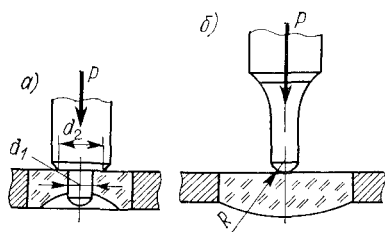


Рис. 2.6. Схемы к расчету моментов трения

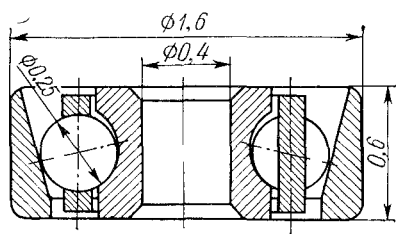


Рис. 2.7. Опора качения

производства. В работе [72] показано, что с уменьшением габаритов и эксплуатационной нагрузки сильно увеличивается трение в миниатюрных опорах качения. При этом опоры качения теряют свои основные преимущества (малый и стабильный момент трения) по сравнению с опорами скольжения. Следует отметить сложность монтажа и относительно высокую стоимость миниатюрных опор качения. Поэтому миниатюрные опоры качения целесообразно применять лишь в случаях, когда важно и достигается существенное снижение трения в том или ином узле часового механизма, например в специальных крупногабаритных приборах времени с тяжелым осциллятором, в различных программных реле времени, в механизме автоподзавода и др.

Период свободных колебаний баланса и способы регулирования периода

Уравнение свободного уравновешенного баланса без учета трения имеет вид

$$I_0 \ddot{\varphi} + K\varphi = 0 \text{ или } \ddot{\varphi} + \omega^2 \varphi = 0, \quad (2.4)$$

где I_0 — момент инерции баланса относительно оси вращения; φ — угол отклонения баланса относительно положения равновесия ($0 \leq \varphi \leq \Phi$); K — момент волоска при закручивании на 1 рад (жесткость волоска); $\omega = \sqrt{K/I_0}$ — собственная (круговая)

частота колебаний баланса; Φ — амплитуда колебаний баланса. Для спирального волоска с прямоугольным поперечным сечением упругой ленты

$$K = \frac{EJ}{L} = \frac{Eh^3b}{12L}. \quad (2.5)$$

Здесь E — модуль упругости при изгибе; L — длина пружинной ленты; b и h — соответственно ширина и толщина сечения упругой ленты.

Период свободных колебаний баланса

$$T = 2\pi/\omega = 2\pi\sqrt{I_6/K} = 4\pi\sqrt{\frac{3LI_6}{Eh^3b}}. \quad (2.6)$$

Таким образом, при линейной зависимости момента волоска от угла закручивания период колебаний свободного уравновешенного баланса не зависит от амплитуды Φ , т. е. колебания изохронны.

Для большой партии одинаковых (однотипных) часов период колебаний T и все параметры (аргументы) в правой части (2.6) — случайные величины. Определим математическое ожидание и дисперсию случайной величины T , представляющую собой функцию многих независимых аргументов. Так как возможные значения аргументов ограничены сравнительно узкими пределами, то воспользуемся методом линеаризации функции случайных аргументов. Приближенное значение математического ожидания функции T

$$m_t = T_m = 4\pi\sqrt{3\left(\frac{LI_6}{Ebh^3}\right)_m}. \quad (2.7)$$

Индекс m в (2.7) показывает, что вместо каждого аргумента поставлено его математическое ожидание. Дисперсия этой функции

$$D_t = (\partial T/\partial L)_m^2 D_L + (\partial T/\partial I_6)_m^2 D_{I_6} + (\partial T/\partial E)_m^2 D_E + \\ + (\partial T/\partial b)_m^2 D_b + (\partial T/\partial h)_m^2 D_h.$$

Определив частные производные и подставив вместо каждого аргумента его математическое ожидание, получим

$$D_t = T_m^2/4 \left[\frac{D_L}{(L_m)^2} + \frac{D_{I_6}}{(I_{6m})^2} + \frac{D_b}{(b_m)^2} + 9 \frac{D_h}{(h_m)^2} + \frac{D_E}{(E_m)^2} \right]. \quad (2.8)$$

Для большой партии однотипных часов случайные величины L , I_6 , E , b и h распределены приблизительно по нормальному закону. При этом если заданы максимальные практически предельные отклонения этих величин (ΔL , ΔI_6 , ΔE , Δb , Δh) от их математического ожидания, то приближенное значение (с точностью до долей процента) дисперсий случайных аргументов равны:

$$D_L = 1/9 (\Delta L)^2; \quad D_{I_6} = 1/9 (\Delta I_6)^2; \quad D_E = 1/9 (\Delta E)^2; \\ D_b = 1/9 (\Delta b)^2; \quad D_h = 1/9 (\Delta h)^2.$$

Подставив эти значения в (2.8), получим:

$$D_t = \frac{T_m^2}{36} \left[\left(\frac{\Delta L}{L_m} \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_6}{I_{6m}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta E}{E_m} \right)^2 + \left(\frac{\Delta b}{b_m} \right)^2 + 9 \left(\frac{\Delta h}{h_m} \right)^2 \right]. \quad (2.9)$$

Среднее квадратическое отклонение периода колебаний от математического ожидания: $\sigma_T = \sqrt{D_t}$.

Если первичные погрешности независимы и заданы детерминированными значениями, то, применив линейную теорию точности, получим погрешность периода колебаний

$$\frac{\Delta T}{T} = 1/2 \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta I_6}{I_6} - \frac{\Delta E}{E} - \frac{\Delta b}{b} - 3 \frac{\Delta h}{h} \right). \quad (2.10)$$

Определим период колебаний баланса на упругой опоре, создающей при колебании баланса восстанавливающий момент (рис. 2.8).

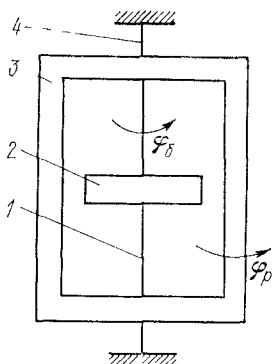


Рис. 2.8. Схема к расчету периода колебания баланса на упругой опоре

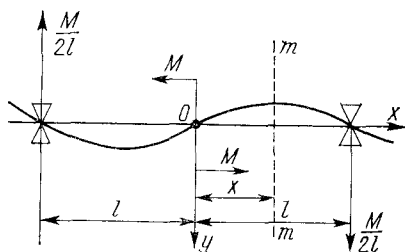


Рис. 2.9. Схема к расчету изгибающего момента волоска

Баланс 2 установлен на упругой опоре 1 (растяжке), концы которой жестко присоединены к рамке 3. Рамка подвешена на нить 4 с пренебрежимо малой жесткостью [47].

Кинетическая и потенциальная энергия рассматриваемой системы:

$$W = 1/2 I_6 \dot{\varphi}_6^2 + 1/2 I_p \dot{\varphi}_p^2; \quad \Pi = 1/2 K (\varphi_6 - \varphi_p)^2,$$

где I_6 и I_p — моменты инерции баланса и рамки относительно оси поворота; φ_6 и φ_p — углы поворота баланса и рамки; K — жесткость упругой опоры 1.

Пользуясь уравнением Лагранжа,

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial W}{\partial \dot{\varphi}_i} \right) + \frac{\partial \Pi}{\partial \varphi_i} = \frac{\partial W}{\partial \varphi_i},$$

где $\varphi_i = \varphi_p$, φ_δ — обобщенные координаты, получим систему уравнений, описывающую движение баланса и рамки:

$$I_\delta \ddot{\varphi}_\delta + K(\varphi_\delta - \varphi_p) = 0; \quad I_p \ddot{\varphi}_p - K(\varphi_\delta - \varphi_p) = 0.$$

Вычтя из первого уравнения второе, получим

$$\ddot{\varphi}_\delta - \ddot{\varphi}_p + (\varphi_\delta - \varphi_p)(K/I_\delta + K/I_p) = 0,$$

или

$$\ddot{\varphi}_\delta - \ddot{\varphi}_p + K(\varphi_\delta - \varphi_p) \left(\frac{I_p + I_\delta}{I_p I_\delta} \right).$$

Введем новую переменную $\varphi = \varphi_\delta - \varphi_p$ и, обозначив

$$I_{np} = \frac{I_p I_\delta}{I_p + I_\delta},$$

будем иметь

$$\ddot{\varphi} + \omega_{np}^2 \varphi = 0; \quad \omega_{np}^2 = K/I_{np}.$$

Период свободных колебаний баланса:

$$T = 2\pi/\omega_{np} = 2\pi \sqrt{\frac{I_p I_\delta}{K(I_p + I_\delta)}}. \quad (2.11)$$

Если $I_p \gg I_\delta$, то $T = 2\pi \sqrt{I_\delta/K}$.

Определим период свободных колебаний осциллятора с волоском в форме плоской ленты (см. рис. 2.4). Плоскую ленту можно рассматривать как упругую балку, опертую концами, в середине которой действует изгибающий момент M (рис. 2.9). Для принятого расположения осей координат уравнение упругой линии плоской пружины будет (зазор между опорой и пружиной не учитываем)

$$EJ \frac{d^2 y}{dx^2} = -\frac{M}{2l} (l - x).$$

Условия на концах пружины $x = 0$; $y = 0$; $x = l$; $y = 0$. Решение этого уравнения при указанных начальных условиях имеет вид:

$$y = -\frac{M}{12EJ} \left[\frac{(l-x)^3}{l} + lx - l^2 \right];$$

$$\frac{dy}{dx} = \operatorname{tg} \varphi = \frac{M}{4EJ} \left[\frac{(l-x)^2}{l} - 1/3l \right].$$

При $x = 0$, $\varphi = \varphi_0$ $\operatorname{tg} \varphi_0 = Ml/6EJ$, откуда

$$M = \frac{6EJ}{l} \operatorname{tg} \varphi_0. \quad (2.12)$$

Если взять уравнение упругой линии плоской пружины в виде

$$\frac{EJy''}{[1 + (y')^2]^{3/2}} = \frac{M}{2l} (l - x)$$

и разложить выражение в квадратных скобках в ряд, сохранив два первых члена разложения, то мы получим более точную формулу для определения восстанавливающего момента пружины в форме плоской ленты

$$M = \frac{6EJ}{l} \operatorname{tg} \varphi_0 (1 - 33/70 \operatorname{tg}^2 \varphi_0). \quad (2.13)$$

Так как плоская пружина закреплена в середине оси баланса, то в формуле (2.13) φ_0 — угол отклонения баланса от положения равновесия.

Уравнение свободного движения баланса без учета трения [индекс при φ в (2.13) опущен]

$$I_0 \ddot{\varphi} + \frac{6EJ}{l} (\operatorname{tg} \varphi - 33/70 \operatorname{tg}^3 \varphi) = 0.$$

Амплитуда колебаний рассматриваемого осциллятора мала и составляет 12—20°. Разложим выражение, заключенное в скобках в ряд, и, удерживая два члена разложения, будем иметь

$$I_0 \ddot{\varphi} + K (\varphi - 23/210 \varphi^3) = 0, \quad K = \frac{6EJ}{l}.$$

Решая это уравнение методом медленно меняющихся коэффициентов, получим период свободных колебаний осциллятора

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{I_0}{K}} (1 + 3/56 \Phi^2). \quad (2.14)$$

Таким образом, в рассматриваемом случае свободные колебания осциллятора неизохронны, так как период T зависит от амплитуды колебаний Φ .

Формула (2.10) используется для анализа способов регулирования периода колебаний баланса. На практике обычно применяют два основных способа: регулирование путем изменения действующей длины волоска; регулирование путем изменения момента инерции баланса. Для первого случая формула (2.10) принимает вид

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86\,400} = 1/2 \frac{\Delta L}{L}.$$

Для второго случая

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86\,400} = 1/2 \frac{\Delta I_0}{I_0}.$$

Устройство, при помощи которого осуществляется изменение действующей длины волоска, рассмотрено в п. 2.1 (см. рис. 2.1). Этот способ регулирования широко используется в малогаба-

ритных часах серийного и массового производства, так как он отличается простотой и позволяет без остановки часов производить регулирование периода. К недостатку этого способа следует отнести нарушение изохронности колебаний баланса, вследствие наличия зазора между пружинным витком волоска и штифтами регулировочного устройства.

Регулирование периода колебаний баланса по второму способу может осуществляться путем радиального перемещения масс элементов конструкции баланса или путем сверления или фрезерования обода безвинтового баланса. В последнем случае происходит не только изменение массы m баланса, но и его радиуса инерции $\rho_{и}$. Поэтому приведенная выше формула принимает вид

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86\,400} = 1/2 \frac{\Delta m}{m} + \frac{\Delta \rho_{и}}{\rho_{и}}. \quad (2.15)$$

Этот способ обычно используется в процессе сборки и регулирования часов на предприятиях.

Выше было сделано допущение о линейной зависимости между восстанавливающим моментом спиральной пружины (волоска) и углом закручивания. Однако это имеет место при строго концентрической деформации волоска, которая обеспечивается концевыми кривыми. Выполнение концевых кривых, удовлетворяющих определенным условиям, представляет собой довольно сложную технологическую задачу [5].

В современных приборах времени серийного производства концевые кривые применяются крайне редко, так как они не только усложняют технологию изготовления волоска, но и вызывают увеличение общей высоты механизма часов. Более простой, но менее точный метод изохронизации колебаний баланса в рабочем интервале амплитуд заключается в выборе определенного угла $\lambda_{в}$ между точками крепления волоска к колодке и колонке в положении равновесия баланса (способ Леруа — Каспари) (рис. 2.10). Каспари определил суммарный угол [5] между точками крепления волоска, при котором достигается эффект изохронизации. Угол $\lambda_{в}$ (оптимальный угол) обычно определяется опытным путем для каждого типа спускового регулятора.

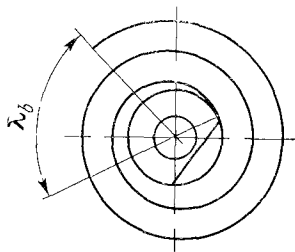


Рис. 2.10. Схема к определению оптимального угла между точками крепления волоска

Влияние массы волоска на период колебаний баланса

Спиральный плоский волосок будем рассматривать как спираль Архимеда. Пусть θ — полный угол волоска; α — угол поворота радиуса-вектора ($0 \leq \alpha \leq \theta$); a — параметр волоска, рав-

ный увеличению длины радиуса-вектора r при повороте его на 1 рад; s — длина части волоска от полюса O до некоторой точки B (рис. 2.11). Длина волоска с некоторым приближением $L = 1/2a\theta^2$. При повороте баланса от положения равновесия на угол φ длина волоска

$$L_x = 1/2a_1(\theta + \varphi)^2.$$

Так как $L = L_x$, то

$$a_1 = \frac{a}{(1 + \varphi/\theta)^2}. \quad (2.16)$$

Допустим, что угловое смещение ψ сечения волоска уменьшается пропорционально углу отклонения радиуса-вектора волоска от полюса

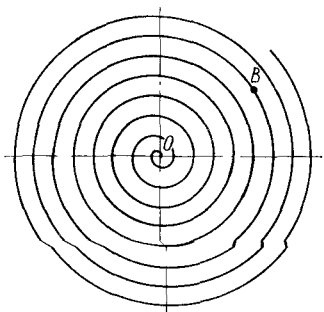
$$\psi = (1 - \alpha/\theta)\varphi = (1 - r/r_1)\varphi, \quad (2.17)$$

при $r = a\alpha$ и $r_1 = a\theta$.

Если в положении равновесия баланс радиус-вектор волоска произвольно взятого сечения равен $r = a\alpha$, то при повороте баланса на угол φ радиус-вектор равен $r_x = a_1(\alpha + \varphi - \psi)$, или на основании (2.16) и (2.17)

$$r_x = \frac{r}{1 - \varphi/\theta}.$$

Рис. 2.11. Схема к определению влияния массы волоска на период колебаний баланса



Линейная скорость произвольно взятого сечения волоска

$$v^2 = v_1^2 + v_2^2 = (r_x \dot{\varphi})^2 + (\dot{r}_x)^2,$$

$$\text{где } \dot{\varphi} = (1 - r/r_1)\dot{\varphi}; \quad \dot{r}_x = -\frac{1}{\theta} \frac{r\dot{\varphi}}{(1 + \varphi/\theta)^2} = -\frac{1}{\theta} \frac{r_x \dot{\varphi}}{(1 + \varphi/\theta)}$$

Поэтому

$$v^2 = r_x^2 \left[(1 - r/r_1)^2 + \frac{1}{\theta^2} \frac{1}{(1 + \varphi/\theta)^2} \right] \dot{\varphi}^2.$$

Принимая во внимание, что $r = \sqrt{2as}$, и подставив значение r_x , получим

$$v^2 = \frac{2as}{(1 + \varphi/\theta)^2} \left[1 - 2/r_1 \sqrt{2as} + \frac{2as}{r_1^2} + \frac{1}{\theta^2} \frac{1}{(1 + \varphi/\theta)^2} \right] \dot{\varphi}^2. \quad (2.18)$$

Кинетическая энергия волоска длиной ds

$$dW_0 = 1/2v^2 dm = 1/2v^2 F \gamma ds,$$

где F — площадь поперечного сечения волоска; γ — плотность. Подставив значение v из (2.18) и интегрируя правую часть выра-

жения от 0 до L с учетом, что $r_1 = 2aL$ и $m = F\gamma L$, получим кинетическую энергию волоска

$$W_0 = \frac{mr_1^2}{4} \left[\frac{1}{15} \frac{1}{(1-\varphi/\theta)^2} + \frac{1}{\theta^2} \frac{1}{(1-\varphi/\theta)^4} \right] \dot{\varphi}^2.$$

Так как кинетическая энергия баланса $1/2 I_0 \dot{\Phi}^2$, то кинетическая энергия системы баланс—волосок

$$W = 1/2 \left\{ I_0 + \frac{mr_1}{30} \left[\frac{1}{(1+\varphi/\theta)^2} + \frac{15}{\theta^2 (1+\varphi/\theta)^4} \right] \right\} \dot{\varphi}^2.$$

Потенциальная энергия волоска $\Pi = 1/2 K \varphi^2$. Рассматривая баланс—волосок как консервативную систему, будем иметь $W + \Pi = C = \text{const}$. Если Φ — амплитуда колебаний баланса, то при $\varphi = \Phi$ скорость баланса $\dot{\varphi} = 0$. Поэтому $C = 1/2 K \Phi^2$. Следовательно,

$$I_0 \dot{\varphi}^2 \left\{ 1 + \delta \left[\frac{1}{(1+\varphi/\theta)^2} + \frac{15}{\theta^2 (1+\varphi/\theta)^4} \right] \right\} = K (\Phi^2 - \varphi^2), \quad (2.19)$$

где

$$\delta = \frac{mr_1^2}{30I_0}. \quad (2.20)$$

Для обычно применяемых периодов колебаний баланса ($T = 0,4 \div 0,33$ с) число витков волоска редко бывает меньше 12 ($\theta \approx 75$). При этом второй член, заключенный в квадратные скобки, в левой части (2.19) значительно меньше первого члена. Пренебрегая вторым членом, получим

$$(d\varphi/dt)^2 = \frac{K(\Phi^2 - \varphi^2)}{I_0 [1 + \delta(1 + \varphi/\theta)^{-2}]}.$$

Период колебаний баланса

$$T_1 = 2 \sqrt{I_0/K} \int_{-\Phi}^{\Phi} \frac{1}{(\Phi^2 - \varphi^2)^{1/2}} \left(1 + \frac{\delta}{(1 + \varphi/\theta)^2} \right)^{1/2} d\varphi.$$

Обычно $\delta \ll 1$ и $\varphi/\theta \ll 1$. Разложим в ряд второй множитель подынтегральной функции и отбросим все члены, содержащие φ/θ в степени выше третьей. Выполнив интегрирование, найдем

$$T_1 = 2\pi \sqrt{I_0/K} \left(1 + 1/2\delta - 1/8\delta^2 + 3/4 \frac{\delta\Phi^2}{\theta^2} \right). \quad (2.21)$$

Аналогичная формула была получена Каспари применительно к хронометру с цилиндрическим винтовым волоском, для которого $\delta = mr_0^2/2I$ (r_0 — радиус цилиндрического волоска).

Как известно, уменьшение периода колебаний баланса достигается путем уменьшения момента инерции и увеличения жесткости волоска главным образом за счет увеличения толщины сечения. Это вызывает увеличение δ [см. формулу (2.20)]. Кроме того, при малых периодах колебаний баланса число витков волоска обычно уменьшают, вследствие чего уменьшается коэффициент θ .

На основании (2.19) период свободных колебаний баланса в общем случае

$$T_1 = 4 \sqrt{I_0/K} \int_0^{\Phi} \frac{1}{(\Phi^2 - \varphi^2)^{1/2}} \sqrt{1 + \delta \left[\frac{1}{(1 + \varphi/\theta)^2} + \frac{15}{\theta^2 (1 + \varphi/\theta)^4} \right]} d\varphi. \quad (2.22)$$

Этот интеграл можно вычислить при помощи ЭВМ с желаемой точностью.

Из формулы (2.21) видно, что переменный момент инерции волоска вызывает увеличение периода колебаний баланса, причем увеличение (приращение) периода состоит из двух частей: постоянной части приращения периода (ΔT_1), не зависящей от амплитуды колебаний баланса; переменной части приращения периода (ΔT_2), зависящей от амплитуды колебаний баланса. Фактический период колебаний баланса

$$T_1 = T + \Delta T_1 + \Delta T_2 = T (1 + \Delta T_1/T + \Delta T_2/T),$$

где T — период изохронных колебаний баланса без учета момента инерции волоска. Нарушение изохронности колебания баланса происходит за счет переменной части приращения периода

$$\Delta T_2/T = 3/4 \frac{\delta \Phi^2}{\theta^2}.$$

Экспериментальное исследование часового механизма позволило получить следующие данные. Путем уменьшения момента инерции баланса и увеличения жесткости волоска достигнуто уменьшение периода до $T = 0,004$ с, при этом $I_0 = 2 \cdot 10^{-9}$ кг·м² и $\delta = 0,3$. При $T = 0,019$ с и $I_0 = 28 \cdot 10^{-9}$ кг·м² $\delta = 0,02$. Наконец, при $T = 0,4$ с и $I_0 = 28 \cdot 10^{-9}$ кг·м² и $\delta = 0,0007$. Увеличение коэффициента δ при уменьшении момента инерции баланса I_0 и увеличении жесткости волоска определяет физический предел уменьшения периода T . При увеличении δ усиливается неизохронность колебательной системы.

Влияние неуравновешенности баланса на период колебаний

Неуравновешенность баланса, т. е. несовпадение центра тяжести баланса с осью его вращения, вызывает появление позиционной погрешности часов, которая проявляется в том, что часы имеют различный суточный ход в зависимости от их положения в вертикальной плоскости. Позиционная погрешность возникает также в случае, когда имеет место несовпадение центра тяжести волоска с осью вращения баланса. Причем в процессе колебаний баланса центр тяжести волоска описывает сложную траекторию. Так как обычно масса волоска значительно меньше массы баланса, то позиционная погрешность часов из-за неуравновешенности волоска сравнительно мала.

Рассмотрим колебания неуравновешенного баланса при горизонтальном положении оси. Пусть P — сила тяжести баланса; l — расстояние от центра вращения до центра тяжести баланса (эксцентриситет); β — угол между вертикалью и лучом, прохо-

дьящим через центр тяжести и осью вращения в положении равновесия баланса; φ — угол отклонения баланса от положения равновесия (рис. 2.12, а, б). Уравнение движения свободного неуровновешенного баланса без учета трения имеет вид

$$I_0 \ddot{\varphi} + K\varphi + Pl \sin(\beta + \varphi) = 0.$$

Применив для решения этого уравнения приближенный метод гармонической линеаризации, получим значение периода колебаний неуровновешенного баланса

$$T_1 = 2\pi \sqrt{I_0/K} \left[1 - \frac{Pl}{2K} S(\Phi) \cos \beta \right] = T \left[1 - \frac{Pl}{2K} S(\Phi) \cos \beta \right].$$

Суточный ход часов из-за неуровновешенности баланса

$$\Omega = -43\,200 \frac{Pl}{K} S(\Phi) \cos \beta, \quad (2.23)$$

где $S(\Phi) = \frac{J_1(\Phi)}{\Phi}$.

Здесь $J_1(\Phi)$ — функция Бесселя первого рода. График функции $S(\Phi)$ приведен на рис. 2.12, в. Суточный ход Ω уменьшается при уменьшении P и l и при увеличении K и может быть сведен к 0 при определенном фиксированном значении угла β или при фиксированной амплитуде колебаний баланса $\Phi = 220^\circ$. Однако

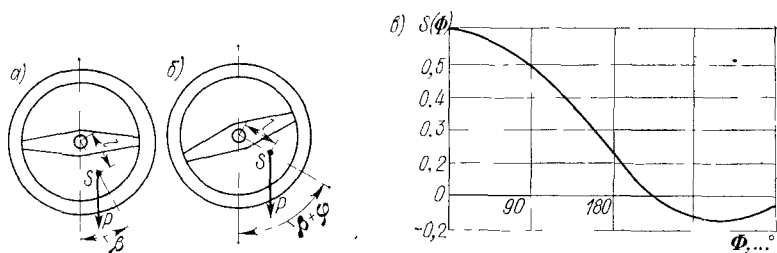


Рис. 2.12. Схемы к определению влияния неуровновешенности баланса на период колебания: а — баланс в положении равновесия; б — баланс отклонен от положения равновесия; в — график функции $S(\Phi)$

достигнуть постоянства амплитуды колебаний баланса практически не представляется возможным вследствие непостоянства трения и вращающего момента двигателя. Из формулы (2.23) видно, что при изменении вертикального положения часов изменяется значение суточного хода вследствие изменения угла β . Допустим, что (2.23) получена для вертикального положения часов с заводной головкой вверх, т. е. $\Omega_{\text{в}} = D_0 S(\Phi) \cos \beta$. При последовательном повороте часов каждый раз на 90° против часовой стрелки мы получим $\Omega_{\text{ю}} = D_0 S(\Phi) \sin \beta$; $\Omega_{\text{г}} = D_0 S(\Phi) \cos \beta$; $\Omega_{\text{от}} = -D_0 S(\Phi) \sin \beta$; $D_0 = 43\,200 Pl/K$.

Кроме того,

$$\frac{\Omega_{Ю} - \Omega_{ОГ}}{\Omega_{Д} - \Omega_{С}} = \operatorname{tg} \beta. \quad (2.24)$$

По формуле (2.24) можно определить положение центра тяжести баланса.

На рис. 2.13 представлена схема установки для определения неуравновешенности баланса. Цапфы оси неуравновешенного баланса 3 установлены в углублении опоры 2, которая расположена на цилиндрических пружинах 1. Баланс приводится во вращательное движение при помощи струи сжатого воздуха. Вращение неуравновешенного баланса вызывает колебание опоры, к которой присоединен стержень индуктивного преобразователя 4. Электрический сигнал на выходе индуктивного преобразователя пропорционален амплитуде колебаний опоры.

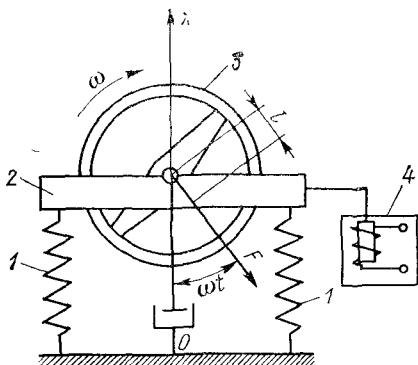


Рис. 2.13. Схема установки для определения неуравновешенности баланса

где $m\omega_0^2 l \cos \omega_0 t$ — сила, действующая на опору в направлении оси Ox , или:

$$\ddot{x} + \omega^2 x + 2\delta \dot{x} = H \cos \omega_0 t; \quad \omega^2 = \frac{c}{m + m_0};$$

$$2\delta = \frac{h}{m + m_0}; \quad H = \frac{m\omega_0^2 l}{m + m_0}.$$

В рассматриваемой системе трение мало, т. е. $\omega^2 \gg \delta^2$.

Решение уравнения для установившегося движения системы имеет вид

$$x = U \cos(\omega_0 t - \zeta). \quad (2.25)$$

Амплитуда вынужденных колебаний и фазовый угол определяются из выражений:

$$U = \frac{H}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + 4\delta^2 \omega_0^2}}; \quad \operatorname{tg} \zeta = \frac{2\delta \omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2}.$$

При $\omega = \omega_0$, т. е. при резонансе, система обладает наибольшей чувствительностью:

$$U_p = \frac{H}{2\delta \omega_0} = \frac{m\omega_0 l}{2\delta(m + m_0)}; \quad \zeta = \pi/2.$$

Подставив значения U_p и ζ в (2.25), получим

$$x = \frac{m\omega_0 l}{2\delta(m+m_0)} \sin \omega_0 t.$$

При одном и том же эксцентриситете баланса l чувствительность системы возрастает при увеличении m и ω_0 баланса и при уменьшении m_0 опоры и коэффициента вязкого трения δ .

Аналогичные измерительные преобразователи применяются в современных приборах для уравнивания узла баланса (приборы П7-2А). Процесс уравнивания осуществляется путем удаления в соответствующем месте части массы обода баланса (сверление, фрезерование). Прогрессивным методом является использование лазерного луча для распыления части массы обода баланса в определенной фазе движения его. В собранном часовом механизме с предварительно уравновешенной колебательной системой определяют позиционную погрешность, т. е. значения мгновенных суточных ходов в четырех вертикальных положениях часов, отличающихся на 90° при сравнительно малых амплитудах колебаний баланса. Если позиционная погрешность хотя бы в одном из четырех положений превосходит допустимое значение, то производят дополнительное уравнивание (динамическое уравнивание) или отбраковку в зависимости от типа часов (колебательной системы) [55].

Определим вероятностное значение позиционной погрешности Ω большой партии однотипных часов. Для этого необходимо предварительно определить математическое ожидание и дисперсию случайной величины Ω или

$$\tau_1 = \frac{\Omega}{86400} = \frac{Pl}{2K} S(\Phi) \cos \beta. \quad (2.26)$$

Для большой партии однотипных часов, установленных в вертикальной плоскости (ось баланса горизонтальна) угол β может принимать любые значения. Естественно предположить, что в пределах некоторого интервала все значения случайной величины β одинаково вероятны, т. е. случайная величина β распределена по закону равномерной плотности.

Определим математическое ожидание и дисперсию случайной величины $Y = \cos \beta$ и $Y = \sin \beta$, если случайная величина β распределена равномерно в некотором интервале $(\alpha\gamma)$. Найдем сначала закон распределения случайной величины $Y = \cos \beta$. Пусть для определенности $\alpha = 0$ и $\gamma = \pi/2$. В этом интервале функция $Y = \cos \beta$ монотонна. Плотность распределения случайной величины β :

$$f(\beta) = \frac{1}{\gamma - \alpha} = 2/\pi \text{ при } \beta \in (0, \pi/2);$$

$$y = \varphi(\beta) = \cos \beta; \quad \beta = \psi(y) = \arccos y; \quad |\psi'(y)| = \frac{1}{\sqrt{1-y^2}}.$$

Плотность распределения случайной величины $Y = \cos \beta$

$$g(y) = f[\psi(y)] |\psi'(y)| = 2/\pi \frac{1}{\sqrt{1-y^2}} \text{ при } y \in (1, 0).$$

Аналогичный результат получен для $Y = \sin \beta$ при $y \in (0; 1)$.
Математическое ожидание и дисперсия случайной величины Y :

$$M(Y) = (Y)_m = m_y = \int_0^1 yg(y) dy = 2/\pi \int_0^1 \frac{y dy}{\sqrt{1-y^2}} = 2/\pi;$$

$$\begin{aligned} D_y &= \int_0^1 (y - m_y)^2 g(y) dy = \\ &= 2/\pi \int_0^1 (y - 2/\pi)^2 \frac{dy}{\sqrt{1-y^2}} = \frac{1}{2\pi^2} (\pi^2 - 8). \end{aligned}$$

В табл. 2.1 приведены значения математического ожидания и дисперсий случайных величин $Y = \cos \beta$ и $Y = \sin \beta$ для равномерного распределения угла β в пределах от α до γ [$\beta \in (\alpha, \gamma)$].

Таблица 2.1. Математические ожидания и дисперсии случайных величин $Y = \cos \beta$ и $Y = \sin \beta$

Y	$\beta \in (\alpha, \gamma)$	$g(y)$	$(Y)_m = m_y$	D_y
$\cos \beta$	$-\pi/2; \pi/2$	$\frac{2}{\pi \sqrt{1-y^2}}; y \in (0; 1)$	$2/\pi$	$\frac{1}{2\pi^2} (\pi^2 - 8)$
$\cos \beta$	$0; \pi/2$	$\frac{2}{\pi \sqrt{1-y^2}}; y \in (1; 0)$	$2/\pi$	$\frac{1}{2\pi^2} (\pi^2 - 8)$
$\cos \beta$	$-\pi/4; \pi/4$	$\frac{4}{\pi \sqrt{1-y^2}}; y \in (1; 0,707)$	$4/\pi \ 0,707$	$\frac{1}{2\pi^2} \times$ $\times (\pi^2 + 2\pi - 16)$
$\sin \beta$	$-\pi/2; \pi/2$	$\frac{1}{\pi \sqrt{1-y^2}}; y \in (-1; 1)$	0	$1/2$
$\sin \beta$	$0; \pi/2$	$\frac{2}{\pi \sqrt{1-y^2}}; y \in (0; 1)$	$2/\pi$	$\frac{1}{2\pi^2} (\pi^2 - 8)$
$\sin \beta$	$-\pi/4; \pi/4$	$\frac{2}{\pi \sqrt{1-y^2}}; y \in (-0,707; 0,707)$	0	$\frac{1}{2\pi^2} (\pi - 2)$

Математическое ожидание и дисперсия случайной величины

$$Z = \frac{J_1(\Phi)}{\Phi} = S(\Phi):$$

$$m_z = \left[\frac{J_1(\Phi)}{\Phi} \right]_m; \quad D_z = \left[\frac{d}{d\Phi} \frac{J_1(\Phi)}{\Phi} \right]_m D_\Phi. \quad (2.27)$$

При вычислении дисперсии D_z следует воспользоваться известными соотношениями:

$$\frac{d}{d\Phi} \frac{J_1(\Phi)}{\Phi} = \frac{J_2(\Phi)}{\Phi}; \quad J_2(\Phi) = \frac{2J_1(\Phi)}{\Phi} - J_0(\Phi).$$

Позиционную погрешность часов (2.26) можно привести к следующему виду:

$$\tau_l = \frac{Pl}{2K} ZY, \quad (2.28)$$

где $Y = \cos \beta$ или $Y = \sin \beta$.

На основании (2.27), (2.28) и табл. 2.1 математическое ожидание позиционной погрешности часов

$$m_{\tau_l} = \left(\frac{Pl}{2K} \right)_m m_z m_y. \quad (2.29)$$

Дисперсия случайной функции τ_l

$$D_{\tau_l} = \left(\frac{l}{2K} ZY \right)_m^2 D_p + \left(\frac{PZY}{2K} \right)_m^2 D_l + \left(\frac{PlZY}{2K^2} \right)_m^2 D_k + \\ + \left(\frac{PlY}{2K} \right)_m^2 D_z + \left(\frac{PlZ}{2K} \right)_m^2 D_y. \quad (2.30)$$

Здесь D_z и D_y определяются на основании (2.27) и табл. 2.1; $(Z)_m = m_z$; $(Y)_m = m_y$. Так как жесткость волоска $K = Eh^3b/12L$, то математическое ожидание и дисперсия случайной величины K :

$$(K)_m = m_k = \left(\frac{Eh^3b}{12L} \right)_m;$$

$$D_k = \frac{h_m^4}{12L_m^2} \left[(hb)_m^2 D_e + (Eb)_m^2 D_b + 9(Eh)_m^2 D_h + \left(\frac{Ehb}{L} \right)_m^2 D_L \right]. \quad (2.31)$$

Для большой партии однотипных часов случайные величины (аргументы) E, h, b, L, P, l распределены приблизительно по нормальному закону. При этом если заданы максимальные практически возможные отклонения этих величин от их математического ожидания, например $\pm \delta_{xi}$, то приближенные значения дисперсии (с точностью до долей процента) случайных аргументов $D_{xi} = (1/3\delta_{xi})^2$. Поэтому

$$D_e = 1/9\delta_e^2; \quad D_h = 1/9\delta_h^2; \quad D_b = 1/9\delta_b^2; \quad D_L = 1/9\delta_L^2;$$

$$D_p = 1/9\delta_p^2; \quad D_l = 1/9\delta_l^2.$$

Если в качестве случайной величины взять суточный ход Ω_I , то получим соответственно

$$m(\Omega_I) = 86\,400 m_{\tau_I}; \quad D(\Omega_I) = 86\,400^2 D_{\tau_I}. \quad (2.32)$$

Вероятность попадания нормально распределенной случайной величины Ω_I на некоторый участок от Ω_{I_1} до Ω_{I_2} определяется по формуле (1.31). Аналогичная задача рассмотрена в работе [81].

Теоретические основы селективной сборки системы баланс—волосок

Поле рассеивания периода автоколебаний системы баланс—волосок, и, следовательно, суточного хода большой партии однотипных часов зависит от погрешностей изготовления геометрических параметров волоска и баланса и физических параметров—модуля упругости материала волоска и плотности материала баланса [7].

Рассмотрим связь между погрешностями геометрических и физических параметров деталей колебательной системы баланс—волосок и эксплуатационным параметром—периодом колебаний или суточным ходом.

Момент инерции гладкого безвинтового баланса

$$I_0 = 1/2 \pi P_0 h_1 \gamma (R^4 - r^4), \quad (2.33)$$

где P_0 —коэффициент, учитывающий момент инерции частей, соединенных с ободом баланса ($P_0 = 1,1 \div 1,15$); h_1 —толщина обода; γ —плотность материала баланса; R и r —соответственно наружный и внутренний радиусы обода баланса.

Жесткость волоска K и период колебаний баланса T определяются по формулам (2.5) и (2.6).

Зная поля допусков геометрических и физических параметров баланса и волоска, можно определить рассеивание и предельные значения периода колебаний T в партии собранных однотипных узлов баланса. Так как сочетание в одном механизме деталей с предельными значениями геометрических и физических параметров маловероятно, то практически надежные предельные значения K и T_0 следует определять вероятностными методами.

При нормальном законе распределения параметров колебательной системы практически предельные погрешности δK и δI могут быть определены по следующим формулам:

$$\delta K = K \sqrt{\left(\frac{\delta L}{L}\right)^2 + \left(\frac{\delta E}{E}\right)^2 + \left(\frac{\delta b}{b}\right)^2 + 9\left(\frac{\delta h}{h}\right)^2}; \quad (2.34)$$

$$\delta I_0 = I_0 \sqrt{\left(\frac{\delta h_1}{h_1}\right)^2 + \left(\frac{\delta \gamma}{\gamma}\right)^2 + \frac{16}{(R^4 - r^4)^2} \left[R^8 \left(\frac{\delta R}{R}\right)^2 + r^8 \left(\frac{\delta r}{r}\right)^2 \right]}. \quad (2.35)$$

Предельные значения параметров K , I и T :

$$K_{\text{пред}} = K \pm \delta K; \quad I_{0\text{пред}} = I_0 \pm \delta I_0; \quad T_{\text{пред}} = T \pm \delta T.$$

Зная номинальное значение периода T , его допустимую погрешность δT и конкретные значения периода колебаний T отдельных экземпляров часов, можно определить предельные значения суточного хода Ω в партии изделий и значения суточного хода Ω_i отдельных экземпляров:

$$\Omega = 86\,400\delta T/T \text{ и } \Omega_i = 86\,400 \frac{T_i - T}{T}.$$

Трудности регулирования периода колебаний безвинтового баланса заставляют иметь лишь малые значения δT и $\delta\Omega$ в партии собираемых изделий. Однако эти значения, получаемые даже из вероятностного расчета, во много раз превосходят допустимые.

Применением селективной сборки представляется возможным обеспечить в отдельных группах допустимые значения δT и $\delta\Omega$ или столь мало превышающие эти значения, что небольшое регулирование при помощи градусника позволяет ввести их в допустимые поля. В связи с этим может быть поставлена задача об установлении на первичные параметры баланса и волоска оптимальных допусков, которые предусматривали бы наиболее выгодные условия селективной сборки, выражающиеся в возможно малом числе групп сортировки балансов по моменту инерции и волосков по жесткости. Решение задачи сводится к следующему.

Каждому отклонению жесткости волоска ΔK и моменту инерции баланса ΔT от номинала соответствует определенное значение периода колебаний системы $T + \Delta T$. На основании (2.6) имеем

$$T + \Delta T = 2\pi \sqrt{\frac{I_0 \Delta I}{K + \Delta K}}.$$

Для того чтобы $\Delta T = 0$, необходимо выполнение следующего условия

$$(1 + \Delta I_0/I_0)(1 + \Delta K/K)^{-1} = 1.$$

Разложив второй множитель в ряд и сохранив лишь два члена разложения ввиду того, что $\Delta K/K \ll 1$ и $\Delta I_0/I_0 \ll 1$, получим

$$\Delta I_0 = I_0/K \Delta K.$$

Принимая ΔK и ΔI_0 равными предельным допустимым значениям или установленным допускам, получаем

$$\delta I_0 = I_0/K \delta K. \quad (2.36)$$

Для выбранных допусков на параметры волоска следует вычислить значение δK по формуле (2.34), а затем δI_0 — по формуле (2.36). На основании полученного значения δI_0 можно определить допуски параметров баланса, пользуясь (2.35). Эта задача имеет много решений, из которых оптимальным является решение, соответствующее наилучшей технологичности отдельных параметров.

При массовом изготовлении волосков и балансов в пределах установленных оптимальных допусков и нормальных кривых распределения параметров T и K для каждого волоска с его отклонением от номинальной жесткости можно найти баланс с компенсирующим отклонением от номинального момента инерции. Селективная сборка деталей, предварительно разбитых по K и I на N групп, является рациональной в производственном отношении, так как комплектуются волоски и балансы определенных соответствующих друг другу групп. Полученный в отдельных группах суточный ход колебательных систем либо лежит в пределах допуска, либо может быть легко отрегулирован в процессе сборки. Число N выбираемых групп сортировки определяется допустимым суточным ходом, который может быть исправлен в процессе сборки часов. При этом рассеивания в группах:

$$\delta I_0^{\text{ГР}} = \delta I_0/N, \quad \delta K^{\text{ГР}} = \delta K/N. \quad (2.37)$$

Для законов нормального распределения I_0 и K кривые распределения отдельных групп рассортированных деталей представляют собой отрезки кривых нормального распределения. Предельные значения периода колебаний и суточного хода в отдельных группах можно в соответствии с (2.6):

$$T_{i, \text{нб}}^{\text{ГР}} = 2\pi \sqrt{\frac{I_{i, \text{нб}}^{\text{ГР}}}{K_{i, \text{нб}}^{\text{ГР}}}}; \quad T_{i, \text{нм}}^{\text{ГР}} = 2\pi \sqrt{\frac{I_{i, \text{нм}}^{\text{ГР}}}{K_{i, \text{нм}}^{\text{ГР}}}}; \quad (2.38)$$

$$\Omega_{i, \text{нб}}^{\text{ГР}} = 86\,400 \frac{T_{i, \text{нб}} - T}{T}; \quad \Omega_{i, \text{нм}}^{\text{ГР}} = 86\,400 \frac{T_{i, \text{нм}} - T}{T}. \quad (2.39)$$

Значение суточного хода в отдельных группах в пределах заданного поля допуска можно получить путем варьирования числа групп, а также допусков на параметры волоска и баланса.

Для сортировки балансов и волосков на группы используется высокопроизводительное оборудование [55] (прибор типа П-103). Метод селективной сборки колебательной системы позволяет повысить точность и надежность работы часов в условиях массового производства и существенно облегчить технологию сборки.

2.2. КАМЕРТОННЫЕ ЧАСОВЫЕ ОСЦИЛЛЯТОРЫ

Устройство и принцип действия

Камертонные осцилляторы при тщательной уравниваемости (настройке) и противофазных колебаниях ветвей практически не раскачивают опору, т. е. не рассеивают части своей колебательной энергии в виде вибрации корпуса часов (опоры). Добротность металлических камертонных осцилляторов более чем на порядок выше добротности балансовых осцилляторов. Частота собственных колебаний камертона в малогабаритных (наручных) часах 300—720 Гц, а в некоторых камертонных генераторах с электро-

магнитным приводом 1200—2400 Гц и более при достаточно высокой колебательной энергии. Точность измерения времени при помощи камертонных часов приблизительно на порядок выше, чем при помощи часов с колебательной системой баланс—волосок.

Существует много конструктивных разновидностей металлических камертонных осцилляторов. Применение тех или иных конструкций зависит от требуемых точностных характеристик, условий эксплуатации, габаритов, способа возбуждения автоколебаний. В камертоне различают основание, ветви и отверстия для крепления и фиксации. На рис. 2.14 приведены простые в конструктивном отношении камертонные осцилляторы, изготовленные из железоникелевых сплавов. Обычно ветви камертона имеют прямоугольное сечение, причем размеры сечения b и h малы по сравнению с длиной L . В приборах времени используются противофазные колебания ветвей на основной частоте. Регулирование частоты колебаний камертона осуществляется путем фрезерования ветвей у основания.

На рис. 2.15 показаны кольцевой осциллятор камертонного типа, уравновешенный относительно неподвижной оси (втулки) 2. Осциллятор состоит из двух массивных колец 1, причем каждое кольцо присоединено к втулке 2 при помощи трех плоских пружинок 3, обладающих малой жесткостью в плоскости колебаний. Кольца колеблются в противофазе. Подобный осциллятор может быть изготовлен как одно целое.

На рис. 2.16 приведен замкнутый камертон, изготовленный из железоникелевого сплава (элинвар) и своими двумя основаниями 1 и 3 прикрепленный к платине часов. Магнитная система 2 привода присоединена к середине каждой ветви. Для часового механизма переносного типа существенно, чтобы частота колебаний камертонного осциллятора не зависела от положения часов в пространстве, т. е. чтобы часы не имели позиционной погрешности. Для этого достаточна симметричность камертона относительно двух взаимно перпендикулярных осей.

На рис. 2.17 показан H-образный камертон, ветви которого колеблются в противофазе перпендикулярно плоскости крепления. При этом магнитный поток постоянных магнитов магнитной системы пересекает витки катушки 1 схемы формирования. Перемычка, расположенная посередине камертона, используется для крепления к опоре. Подобный камертон не имеет позиционной погрешности, но обладает более высокой частотой колебаний, чем обычный V-образный камертон тех же габаритов.

В ряде случаев применяются камертоны, изготовленные из листового материала методом штамповки. На рис. 2.18 представлен подобный камертон W-образной формы для крупногабаритных часов. Ветви камертона имеют ребра жесткости и несут на своих свободных концах магнитные системы. Ветви колеблются в противофазе в плоскости, перпендикулярной плоскости крепления.

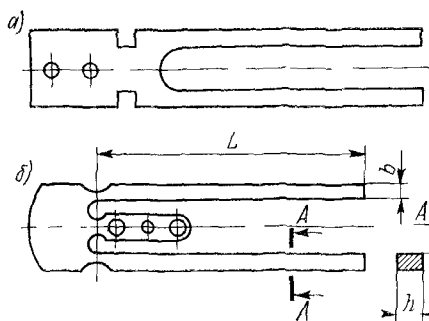


Рис. 2.14. Камертонные осцилляторы

Рис. 2.15. Кольцевой камертон

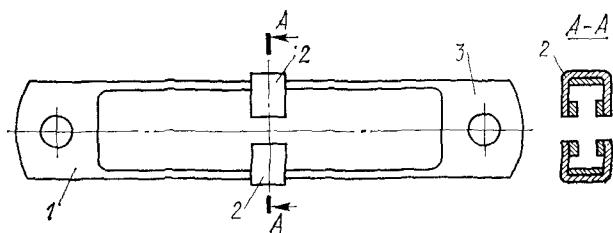
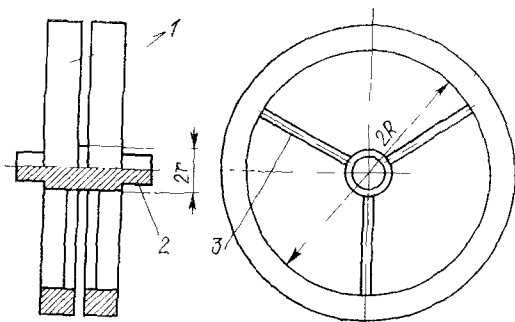


Рис. 2.16. Замкнутый камертон

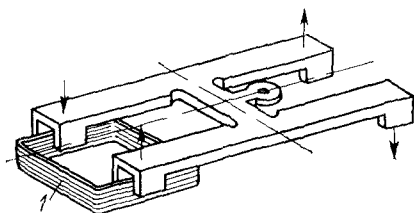


Рис. 2.17. H-образный камертон

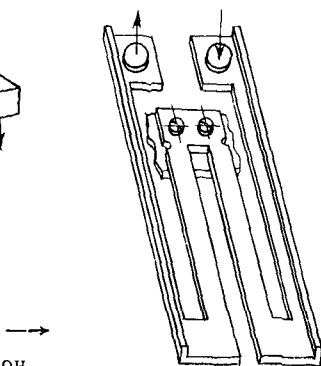


Рис. 2.18. W-образный камертон

На рис. 2.19 даны схемы замкнутых камертонов, обладающих двумя взаимно перпендикулярными осями симметрии XX и YY . Противофазные колебания инерционных масс (магнитных систем) происходят по оси YY , узлы колебаний расположены по оси XX . Подобные камертоны, как уже отмечалось, не имеют позицион-

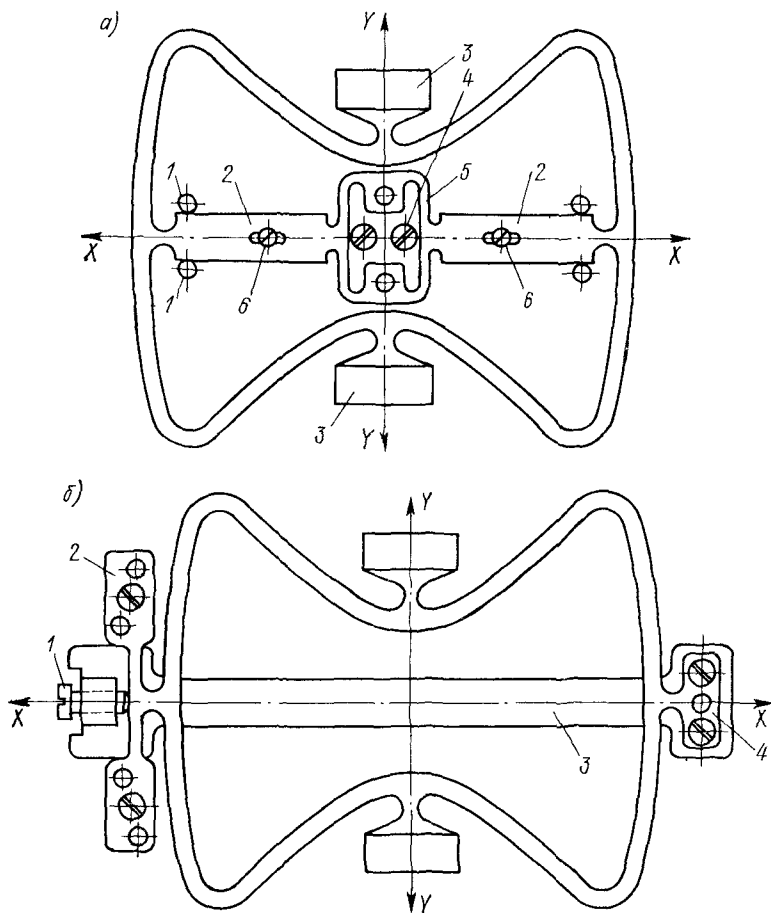


Рис. 2.19. Замкнутые камертоны с криволинейными ветвями

ной погрешности. Обе части перекладины 2 и упругий соединительный элемент 5 составляют одно целое (рис. 2.19, а). Камертон установлен на пластине посредством двух пар направляющих штифтов 1 и двух винтов 6, пропущенных через отверстия в форме эллипса. Упругий соединительный элемент 5 своими вертикальными гранями прижимается к эксцентрикам 4. Для регулирования частоты противофазных колебаний инерциальных масс 3 следует ослабить винты 6 и повернуть эксцентрики,

увеличивая или уменьшая первоначальное натяжение между узловыми точками колебаний.

Регулирование частоты колебаний камертона (рис. 2.19, б) осуществляется посредством предварительной деформации его регулировочным винтом 1, ввинченным в деталь 3. Камертон снабжен лапками 2 и 4, при помощи которых осуществляется крепление камертона к платине часов.

Частота свободных колебаний камертонных осцилляторов

Определим частоту основного тона колебаний замкнутого металлического камертона, ветви которого настроены на одну и ту же частоту (см. рис. 2.16). Для решения задачи ветвь замкнутого камертона можно рассматривать как упругий стержень длиной l , заделанный обоими концами, к середине которого при-

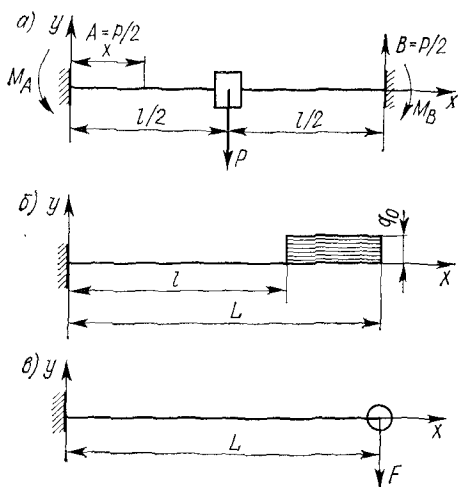


Рис. 2.20. Схемы к расчету частоты колебаний камертонов

ложена сосредоточенная сила P (магнитная система) (рис. 2.20, а). Применим приближенный метод Рэлея. Искомая частота основного тона определяется из рассмотрения энергии колеблющегося стержня (ветви). Опорные реакции $A = B = P/2$, $M_A = M_B = -Pl/8$. Рассмотрим левый участок ветви. Взяв произвольное сечение на расстоянии x ($0 \leq x \leq l/2$), напомним дифференциальное уравнение упругой линии ветви $JEy''_x = P/2x - Pl/8$, где EJ — жесткость ветви при изгибе в плоскости колебаний. Интегрируя это

уравнение дважды и принимая во внимание начальные условия при $x = 0$, $y = 0$ и $y'_x = 0$, будем иметь

$$y = \frac{P}{4EJ} \left(\frac{x^3}{3} - \frac{lx^2}{4} \right). \quad (2.40)$$

При $x = l/2$ получим стрелу прогиба

$$y_0 = -\frac{1}{192} \frac{Pl^3}{EJ}.$$

Уравнение (2.40) с учетом последнего выражения принимает вид

$$y_x = \frac{48y_0}{l^3} (1/4lx^2 - 1/3x^3). \quad (2.41)$$

При колебаниях ветви ордината $y(x, t)$ любой точки этой ветви зависит от места точки на ветви (т. е. от x) и от времени t . Функцию $y(x, t)$ можно представить в виде произведения $y(x, t) = y(x) y(t)$, где $y(x)$ зависит только от положения точки на ветви, а $y(t)$ — функция времени. Для определения частоты основного тона можно принять $y(t) = \sin \omega t$.

Допустим, что ветвь камертона при колебательном движении изгибается по той же кривой, что при статическом изгибе [уравнение (2.41)]. В таком случае функция $y(x, t)$ принимает вид

$$y(x, t) = \frac{48y_0}{l^3} (lx^2/4) - x^3/3) \sin \omega t. \quad (2.42)$$

Кинетическая энергия всей ветви будет

$$W_1 = ql/g \int_0^{l/2} \left[\frac{\partial y(x, t)}{\partial t} \right]^2 dx = 13/70 y_0 m_1 \omega^2 \cos^2 \omega t,$$

где $m_1 = ql/g$ — масса ветви.

Кинетическая энергия груза массой m

$$W_2 = 1/2 m \left[\frac{\partial y(x, t)}{\partial t} \right]_{x=l/2}^2 = 1/2 m y_0^2 \omega^2 \cos^2 \omega t.$$

Полная кинетическая энергия одной ветви

$$W = W_1 + W_2 = 1/2 y_0^2 \omega^2 (m + 13/35 m_1) \cos^2 \omega t. \quad (2.43)$$

Потенциальная энергия одной ветви

$$\Pi = EJ \int_0^{l/2} \left[\frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial x^2} \right]^2 dx = 96 y_0^2 \frac{EJ}{l^3} \sin^2 \omega t. \quad (2.44)$$

Для консервативной колебательной системы $W_{\max} = \Pi_{\max}$. Полагая в (2.43) и (2.44) $\cos^2 \omega t = 1$, $\sin^2 \omega t = 1$, получим

$$1/2 y_0^2 \omega^2 (m + 13/35 m_1) = 96 y_0^2 EJ/l^3.$$

Искомая частота колебаний ветви

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{192EJ}{l^3} \frac{1}{(m + 13/35 m_1)}}, \quad (2.45)$$

или

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_0/m_0}, \quad (2.46)$$

где эквивалентные жесткость и масса:

$$C_0 = \frac{192EJ}{l^3}; \quad m_0 = m + 13/35 m_1. \quad (2.47)$$

Частоту собственных свободных колебаний ветви камертона (см. рис. 2.16) можно определить значительно проще, если пред-

ставить изогнутую ось ветви приближенным уравнением вида

$$y(x) = A \left(1 - \cos \frac{2\pi x}{l} \right), \quad 0 \leq x \leq l.$$

Это уравнение удовлетворяет условиям на концах. Действительно, при $x = 0$ и $x = l$ $y = 0$ и $dy/dx = 0$.

Функция (2.42) принимает вид

$$y(x, t) = A \left(1 - \cos \frac{2\pi x}{l} \right) \sin \omega t. \quad (2.48)$$

Кинетическая энергия ветви камертона

$$W_1 = 1/2 \frac{q}{g} A^2 \omega^2 \cos^2 \omega t \int_0^l \left(1 - \cos \frac{2\pi x}{l} \right)^2 dx = 3/4 m_1 A^2 \omega^2 \cos^2 \omega t.$$

Кинетическая энергия груза массой m

$$W_2 = 1/2 m \left[\frac{\partial y(x, t)}{\partial t} \right]_{x=l/2}^2 = 2m A^2 \omega^2 \cos^2 \omega t.$$

Полная кинетическая энергия одной ветви

$$W = W_1 + W_2 = 2A^2 \omega^2 (m + 3/8 m_1) \cos^2 \omega t. \quad (2.49)$$

Потенциальная энергия изогнутой ветви

$$P = 1/2 EJ \int_0^l \left[\frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial x^2} \right]^2 dx = 1/2 EJ A^2 (4\pi^2/l^2)^2 \sin^2 \omega t \int_0^l \cos^2 \frac{2\pi x}{l} dx.$$

Выполнив интегрирование, будем иметь

$$P = 4\pi^4 A^2 \frac{EJ}{l^3} \sin^2 \omega t. \quad (2.50)$$

На основании выражений (2.49) и (2.50) с учетом $W_{\max} = P_{\max}$ получим частоту колебаний ветви

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi^4 EJ}{l^3} \frac{1}{(m + 3/8 m_1)}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_0/m_0}, \quad (2.51)$$

где $C_0 = 194,8 EJ/l^3$; $m_0 = m + 0,375 m_1$.

Формула (2.51) дает частоту ветви камертона приблизительно на 0,7% выше, чем формула (2.45).

Определим частоту колебаний настроенного камертона (см. рис. 2.14). Ветвь такого камертона можно рассматривать как консольно закрепленный стержень, в одном варианте нагруженный равномерно распределенной нагрузкой q_0 (магнитная система) на длине $L=l$ и в другом, более упрощенном варианте — сосредоточенной силой (нагрузкой) P на свободном конце (см. рис. 2.20, б, в). Приближенное уравнение изогнутой упругой линии ветви камертона для обоих случаев имеет вид

$$y_x = A \left(1 - \cos \frac{\pi x}{2L} \right), \quad 0 \leq x \leq L.$$

Это уравнение удовлетворяет условиям на концах ветви. Функция $y(x, t) = y(x) y(t) = A \left(1 - \cos \frac{\pi x}{2L}\right) \sin \omega t$.

Кинетическая энергия ветви камертона

$$W_1 = 1/2 q/g \int_0^L \left[\frac{\partial y(x, t)}{\partial t} \right]^2 dx = 1/2 m_1 A^2 \omega^2 (3/2 - 4/\pi) \cos^2 \omega t.$$

Кинетическая энергия равномерно распределенной нагрузки на длине $L-l$ (см. рис. 2.20, б)

$$W_2 = 1/2 \frac{q_0}{g} \omega^2 A^2 \cos^2 \omega t \int_0^{L-l} \left(1 - \cos \frac{\pi x}{2L}\right)^2 dx.$$

Выполнив интегрирование, получим

$$W_2 = 1/2 m_2 \omega^2 A^2 \psi(l/L) \cos^2 \omega t,$$

где $\psi(l/L) = \frac{L}{L-l} \left[3/2 (1 - l/L) - 4/\pi \left(1 - \sin \frac{\pi l}{2L}\right) - \frac{1}{2\pi} \sin \frac{\pi l}{L} \right]$;

$m_2 = q_0/g (L - l)$.

Полная кинетическая энергия ветви, нагруженной равномерно распределенной нагрузкой на участке $L-l$

$$W = W_1 + W_2 = 1/2 (3/2 - 4/\pi) A^2 \omega^2 \left[m_1 + \frac{\psi(l/L)}{(3/2 - 4/\pi)} m_2 \right] \cos^2 \omega t. \quad (2.52)$$

Потенциальная энергия изогнутой ветви

$$\Pi = 1/2 EJ \int_0^L \left[\frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial x^2} \right]^2 dx = 1/4 EJLA^2 \left(\frac{\pi}{2L} \right)^4 \sin^2 \omega t. \quad (2.53)$$

Приняв $W_{\max} = \Pi_{\max}$ и пользуясь (2.52) и (2.53), получим искомую частоту колебаний ветви

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\pi}{8} \sqrt{\frac{EJ}{2L^3} \frac{1}{[0,226m_1 + \psi(l/L) m_2]}}, \quad (2.54)$$

или

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_0/m_0}; \quad C_0 = \frac{\pi^4 EJ}{2^5 L^3}; \quad m_0 = 0,226m_1 + \psi(l/L) m_2.$$

Частота колебаний ветви камертона в случае сосредоточенного груза F на свободном конце ветви (см. рис. 2.20, в)

$$f = \pi/8 \sqrt{\frac{EJ}{2L^3} \frac{1}{(0,226m_1 + M)}}, \quad M = F/g. \quad (2.55)$$

Расчеты замкнутых камертонов

Определим частоту колебаний осциллятора камертонного типа в виде двух колец (см. рис. 2.15). В случае противофазных колебаний колец плоские пружины \mathcal{Z} (ветви камертона) испытывают

деформации растяжения и изгиба. Введем следующие обозначения: L — длина ветви в недеформированном состоянии; r — радиус втулки; R — внутренний радиус кольца; I — момент инерции кольца. Определим растяжение ветви $\Delta L = L_1 - L$ после поворота кольца на угол θ от положения равновесия (рис. 2.21, а).

Из треугольников O_1AB и OAB имеем: $L_1^2 = L^2 + C^2 - 2LC \cos \psi$; $\cos \psi = \sin \theta/2$ и $C = 2R \sin \theta/2$, $L = R - r$.

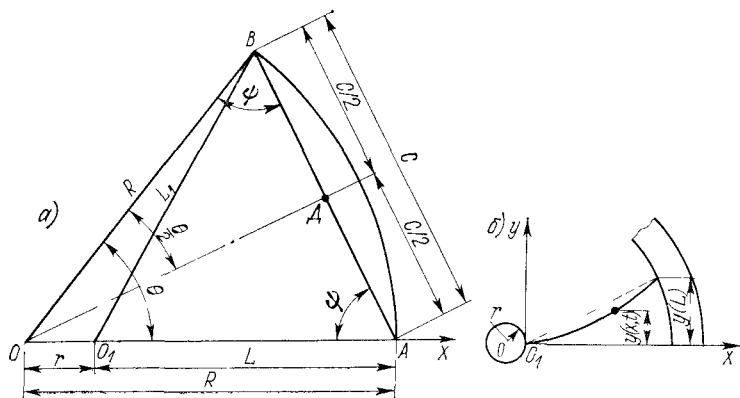


Рис. 2.21. Схемы к расчету частоты колебаний кольцевого камертона

На основании этих равенств получаем $L_1^2 - L^2 = 4rR \sin^2 \theta/2$. Так как $\Delta L/L \ll 1$, то для малых колебаний кольца

$$\Delta L \approx \frac{rR}{2L} \theta^2.$$

Потенциальная энергия деформации, вызванная удлинением ветви на ΔL

$$П = 1/2 \frac{Es}{L} (\Delta L)^2 = \frac{1}{8L^3} ES (rR)^2 \theta^4,$$

где S — площадь поперечного сечения ветви. Колебания кольца близки к гармоническим колебаниям с частотой ω : $\theta = \theta_0 \sin \omega t$. Поэтому потенциальная энергия трех ветвей

$$П_1 = \frac{3}{8} \frac{ES}{L^3} r^2 R^2 \theta_0^4 \sin^4 \omega t.$$

Ординату произвольной точки на ветви представим в виде (рис. 2.22, б)

$$y(x, t) = y(x) y(t) = ax^2 (2L - x) \sin \omega t.$$

Это уравнение $y(x) = ax^2 (2L - x)$ удовлетворяет условиям на концах ветви. Действительно, при $x = 0$ $y'_x(0) = 0$, $y''_x(0) \neq 0$. При $x = L$, $y(L) \neq 0$, $y'_x(L) \neq 0$.

Потенциальная энергия изгиба трех ветвей

$$P_2 = 3/2 EJ \int_0^L \left[\frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial x^2} \right]^2 dx = 6EJa^2 L^3 \sin^2 \omega t.$$

Полная потенциальная энергия системы

$$P = P_1 + P_2 = \frac{3ES}{8L^3} (rR)^2 \theta_0^4 \sin^4 \omega t + 6EJa^2 L^3 \sin^2 \omega t. \quad (2.56)$$

Кинетическая энергия кольца:

$$W_1 = \frac{I}{2} \left(\frac{\partial \theta}{\partial t} \right)^2 = \frac{I}{2} \omega^2 \theta_0^2 \cos^2 \omega t.$$

Кинетическая энергия трех ветвей:

$$W_2 = 3/2 \frac{q}{g} \int_0^L \left[\frac{\partial y(x, t)}{\partial t} \right]^2 dt = 29/70 m_1 L^6 a^2 \omega^2 \cos^2 \omega t.$$

Коэффициент a можно определить из следующего соотношения:

$$\left[\frac{\partial y(x)}{\partial x} \right]_{x=L} = \operatorname{tg} \theta_0 \approx \theta_0 = a/L^2; \quad a = \theta_0/L^2.$$

Полная кинетическая энергия системы с учетом коэффициента a

$$W = W_1 + W_2 = \left(\frac{I}{2} + 29/70 m_1 L^2 \right) \omega^2 \theta_0^2 \cos^2 \omega t. \quad (2.57)$$

Искомую частоту определяем из $P_{\max} = W_{\max}$. Следовательно,

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{6}{L^3} \frac{ES (rR)^2 \theta_0^2 + 2EJL^2}{I + 58/70 m_1 L^2}}. \quad (2.58)$$

Мы видим, что частота колебаний кольцевого камертона даже при малых колебаниях зависит от амплитуды θ_0 , т. е. колебания неизохронны. Если же не учитывать потенциальную энергию деформации, вызванную удлинением ветвей, получим

$$f = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{3EJ}{L^3 (I + 58/70 m_1 L^2)}}.$$

Как уже отмечалось, существенно, чтобы камертонный осциллятор оказывал возможно меньшее влияние на опору, к которой он присоединен, так как раскачивание опоры вызывает изменение частоты колебаний осциллятора и уменьшает его добротность. Уменьшение влияния осциллятора на опору достигается лишь в случае, когда точки крепления осциллятора являются одновременно его узлами перемещения. Задача определения узлов перемещения замкнутого камертона рассматривалась в работах [25, 89].

Пусть мы имеем замкнутую упругую пластину произвольной формы с двумя взаимно перпендикулярными осями симметрии *х* *о* *х*

и $yoу$ (рис. 2.22). В точках A и A_1 пластины на оси xox укреплены сосредоточенные массы m (магнитные системы), которые колеблются вдоль оси xox в противоположных направлениях. Задача заключается в определении формы пластины, удовлетворяющей такому условию, чтобы при противофазных колебаниях грузов точки B и B_1 на оси $yoу$ остались фиксированными, т. е. были узлами перемещения. Тогда крепление пластины в точках B и B_1 к опорам не вызовет реакции в опорах. Предполагается, что масса пластины пренебрежительно мала по сравнению с массой грузов.

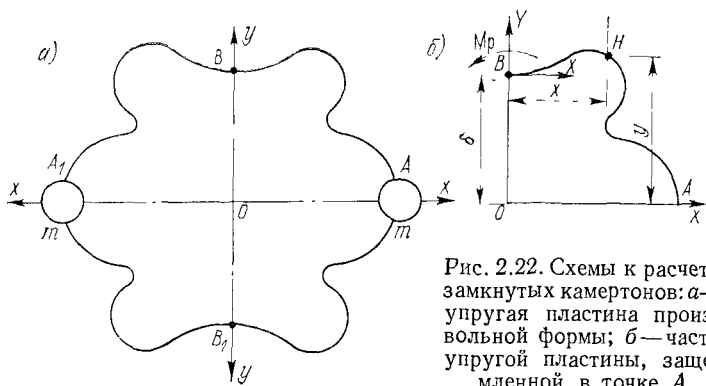


Рис. 2.22. Схемы к расчету замкнутых камертонов: а—упругая пластина произвольной формы; б—часть упругой пластины, зашце-мленной в точке А

При этом деформация оси (среднего волокна) пластины при противофазных колебаниях грузов близка к деформации, вызванной статическими силами, приложенными в точках A и A_1 , но направленными по оси xox в разные стороны.

В силу симметричности устройства мы можем рассматривать часть плоской упругой пластины, зашце-мленной в точке A нормально к оси ox (рис. 2.22, б). Вследствие влияния отброшенного участка пластины A_1OB на участок AOB в точке B приложены сила X и реактивный момент M_p . Кроме того, приложим к точке B фиктивную силу Y , параллельную оси oy . Проведем произвольное сечение пластины, пересекающее ее ось в некоторой точке H . Составим сумму моментов относительно этой точки

$$M = M_p - Yx - X(\delta - y), \quad (2.59)$$

где $\delta = OB$ — ордината точки B .

Потенциальная энергия деформации изгиба пластины AB

$$\Pi = \frac{1}{2EJ} \int_A^B M^2 ds. \quad (2.60)$$

Пусть u , v и α — соответственно линейные перемещения точки B , параллельные осям ox и oy , и угол поворота касательной

в точке B . Так как внешние силы X , Y и момент M_p независимы, то согласно теореме Кастильяно:

$$\left. \begin{aligned} u = \frac{\partial \Pi}{\partial X} &= \frac{1}{EJ} \int_A^B M \frac{\partial M}{\partial X} ds; & v = \frac{\partial \Pi}{\partial Y} &= \frac{1}{EJ} \int_A^B M \frac{\partial M}{\partial Y} ds; \\ \alpha = \frac{\partial \Pi}{\partial M_p} &= \frac{1}{EJ} \int_A^B M \frac{\partial M}{\partial M_p} ds. \end{aligned} \right\} (2.61)$$

На основании выражения (2.59):

$$\frac{\partial M}{\partial X} = -(\delta - y); \quad \frac{\partial M}{\partial Y} = -x; \quad \frac{\partial M}{\partial M_p} = 1. \quad (2.62)$$

Приняв $Y = 0$, (2.61) на основании (2.59) и (2.62) принимают вид:

$$u = -\frac{1}{EJ} \int_A^B (\delta - y) [M_p - X(\delta - y)] ds; \quad (2.63)$$

$$v = -\frac{1}{EJ} \int_A^B x [M_p - X(\delta - y)] ds; \quad (2.64)$$

$$\alpha = \frac{1}{EJ} \int_A^B [M_p - X(\delta - y)] ds. \quad (2.65)$$

В силу симметрии рассматриваемого осциллятора касательная в точке B остается параллельной оси ox . Поэтому $\alpha = 0$ и (2.65)

приводится к виду $M_p L - X \delta L + X \int_A^B y ds = 0$

или

$$M_p = X(\delta - \eta), \quad (2.66)$$

где $\eta = 1/L \int_A^B y ds$ — ордината центра тяжести пластины AB ;

$L = \int_A^B ds$ — длина пластины AB .

Так как в соответствии с поставленной задачей перемещение точки B вдоль оси oy должно быть равно 0, то, приравняв в (2.64) $v = 0$, получим

$$(M_p - X\delta) \int_A^B x ds + X \int_A^B xy ds = 0.$$

С учетом (2.66)

$$\xi \eta = 1/L \int_A^B xy ds. \quad (2.67)$$

Здесь $\xi = 1/L \int_A^B x ds$ — абсцисса центра тяжести пластины AB ;

$1/L \int_A^B xy ds$ — центробежный момент инерции дуги AB относительно осей ox и oy .

Таким образом, если конфигурация пластины подчинена условию (2.67), то точки B и B_1 остаются неподвижными, т. е. узлами перемещения (реакции в опорах равны 0) при противофазных колебаниях грузов m , укрепленных в точках A и A_1 . Очевидно, что при выполнении условия (2.67) грузы m можно укрепить в точках B и B_1 вместо точек A и A_1 . Тогда точки A и A_1 будут узлами перемещения. Этому условию удовлетворяет бесчисленное множество кривых.

Определим собственную частоту колебания замкнутого камертона. Уравнение (2.63) на основании (2.66) можно преобразовать к следующему виду:

$$u = \frac{XL}{EJ} (q^2 - \eta^2). \quad (2.68)$$

Здесь u — перемещения грузов m по оси ox при неподвижных точках B и B_1 , $\eta = 1/L \int_A^B y ds$, $q^2 = 1/L \int_A^B y^2 ds$.

Момент M (2.59) при фиктивной силе $Y = 0$

$$M = M_p - X(\delta - y).$$

Но с учетом момента M_p из равенства (2.66)

$$M = X(y - \eta).$$

Потенциальная энергия изгиба пластины AB на основании (2.60)

$$\Pi = \frac{1}{2EJ} \int_A^B X^2 (y - \eta)^2 ds = \frac{X^2 L}{2EJ} (q^2 - \eta^2). \quad (2.69)$$

Из (2.68) получаем

$$X = \frac{EJu}{L(q^2 - \eta^2)}.$$

Вводя это значение X в (2.69), будем иметь

$$\Pi = \frac{EJu^2}{2L(q^2 - \eta^2)}.$$

Потенциальная энергия всей пластины (полого кольца)

$$\Pi_0 = 4\Pi = \frac{2EJu^2}{L(q^2 - \eta^2)}.$$

Кинетическая энергия двух инерционных грузов

$$W = m\dot{u}^2.$$

Сумма кинетической и потенциальной энергии консервативной системы при колебаниях — величина постоянная, т. е.

$$\Pi_0 + W = h_0 \quad (h_0 = \text{const})$$

или

$$m\dot{u}^2 + \frac{2EJu^2}{L(q^2 - \eta^2)} = h_0.$$

Дифференцируя по времени, получаем

$$m\ddot{u} + \frac{2EJu}{L(q^2 - \eta^2)} = 0.$$

Отсюда получаем круговую частоту колебаний системы

$$\omega = \sqrt{\frac{2EJ}{mL(q^2 - \eta^2)}}. \quad (2.70)$$

Циклическая частота

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\frac{EJ}{mL(q^2 - \eta^2)}}. \quad (2.71)$$

Рассмотрим замкнутый камертон, схема которого приведена на рис. 2.23, а. Четверть пластины (ветви) образована прямолинейным отрезком AC длиной d и четвертью окружности CB радиуса R (рис. 2.23, б). Части пластины AC и CB соединены полуокружностью пренебрежительно малого радиуса. Используя обозначения, показанные на рисунке, получим для произвольной точки M : $x = R \cos \varphi$; $y = d - R \sin \varphi$; для прямолинейного отрезка AC : $x = R$; $0 \leq y \leq d$. Далее

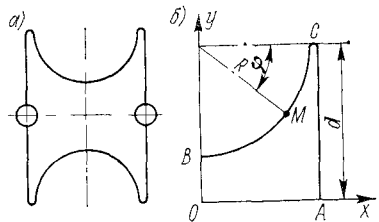


Рис. 2.23. Схемы к расчету параметров камертона

$$\int_A^B x ds = \int_0^{\pi/2} R \cos \varphi ds + \int_0^d R ds_1; \quad ds = R d\varphi; \quad ds_1 = dy.$$

Следовательно,

$$\int_A^B x ds = R^2 \int_0^{\pi/2} \cos \varphi d\varphi + R \int_0^d dy = R(R + d);$$

$$\int_A^B y ds = R \int_0^{\pi/2} (d - R \sin \varphi) d\varphi + \int_0^d y dy = (\pi/2d - R)R + 1/2d^2;$$

$$\int_A^B xy ds = R^2 \int_0^{\pi/2} \cos \varphi (d - R \sin \varphi) d\varphi + R \int_0^d y dy =$$

$$= 1/2R (d^2 + 2dR - R^2);$$

$$L = \int_A^B ds = R \int_0^{\pi/2} d\varphi + d = 1/2\pi R + d.$$

Вводя эти значения в (2.67) и положив $d/R = \lambda$, получим квадратное уравнение

$$(\pi - 2) \lambda^2 - 2\lambda - (4 - \pi) = 0.$$

Единственный положительный корень этого уравнения $\lambda = 2,1085$. Таким образом, форма пластины (ветви) камертона, удовлетворяющая условию (2.67), определена.

Для вычисления частоты колебаний замкнутого камертона определим момент инерции дуги AB относительно оси ox :

$$Lq^2 = \int_A^B y^2 ds = R \int_0^{\pi/2} (d - R \sin \varphi)^2 d\varphi + \int_0^d y^2 dy =$$

$$= 1/4R^3 (4/3\lambda^3 + 2\pi\lambda - 8\lambda + \pi).$$

В данном примере $L\eta = \int_A^B y ds$ и L уже определены.

Вычисляем

$$L\eta^2 = \frac{R^3 (1/2\lambda^2 + \pi/2\lambda - 1)}{\lambda + \pi/2}.$$

После очевидных преобразований получим

$$L(q^2 - \eta^2) = \frac{R^3}{12(2\lambda + \pi)} (2\lambda^4 + 4\pi\lambda^3 - 24\lambda^2 + 6\pi\lambda + 3\pi^2 - 24).$$

Подставив значение λ и пользуясь (2.70), получим собственную частоту свободных колебаний замкнутого камертона

$$\omega = 1,357 \sqrt{EJ/mR^3}.$$

Анализ частот свободных колебаний сложных камертонов рассмотрен в работах [22, 23].

2.3. КВАРЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ ПРИБОРОВ ВРЕМЕНИ

Типы срезов кварцевого элемента. Частоты колебаний

Кварцевым резонатором называется система, состоящая из определенным образом выполненного кристалла кварца и отдельных элементов, предназначенных для закрепления и соединения его с внешней электрической цепью.

В кварцевых приборах времени применяют кварцевые элементы в виде брусков, пластин, камертонов и др. Кристаллический кварц представляет собой одну из модификаций кремнезема (окись кремния SiO_2) и характеризуется химической устойчивостью, малым внутренним трением, т. е. высокой добротностью и пьезоэлектрическими свойствами. Применяют природные и синтетические кварцы. Кристаллы кварца имеют форму приблизительно шестигранной призмы с шестигранными пирамидами на концах. Кварц является анизотропным веществом и, следовательно, его свойства в различных направлениях неодинаковы.

На рис. 2.24, *a, б* представлен кристалл кварца с расположением пластин различных срезов относительно кристаллографических осей. В кристалле кварца различают следующие оси: а) оптическую ось Z , совпадающую с продольной осью кристалла; вдоль этой оси происходит поляризация света; б) три электрические оси X , которые проходят через грани призмы; в направлении этих осей кристалл кварца обладает наибольшими пьезоэлектрическими свойствами; в) три механические оси Y , которые проходят в направлении, перпендикулярном граням призмы.

На рис. 2.25 показаны возможные первоначальные ориентации пьезоэлементов. Видно, что все грани пьезоэлементов в форме прямоугольных параллелепипедов параллельны координатным осям. Условное обозначение первоначальной ориентации состоит из двух букв: первая буква указывает направление толщины s пьезоэлемента вдоль кристаллографической оси (X , Y или Z); вторая буква указывает направление длины l пьезоэлемента вдоль кристаллографической оси, причем s — наименьший, а l — наибольший размер.

Рис. 2.26 иллюстрирует срезы пьезоэлемента, грани которого образуют углы с кристаллографическими осями. Условное обозначение среза в этом случае составлено из обозначения первоначальной ориентации, к которой могут быть добавлены буквы l , s или b . Первая буква указывает направление (вдоль длины l , толщины s или ширины b) грани пьезоэлемента, которая служит осью первого его поворота относительно первоначальной ориентации. Следующие две буквы показывают, вокруг каких граней пьезоэлемента осуществлены другие повороты. Числа, проставляемые после букв через косые линии, обозначают последовательно углы первого, второго и третьего поворотов, причем поворот вокруг толщины пьезоэлемента s обозначается α , поворот вокруг l — β и поворот вокруг b — γ . Углы поворота против часовой стрелки считаются положительными [19, 65]. На рисунке приведены также некоторые другие условные обозначения срезов: IT , MT , NT , X — срезы.

Кварцевый резонатор можно заменить эквивалентным электрическим колебательным контуром, состоящим из последовательного соединения эквивалентной индуктивности LI , эквивалентной емкости CI и эквивалентного активного сопротивления

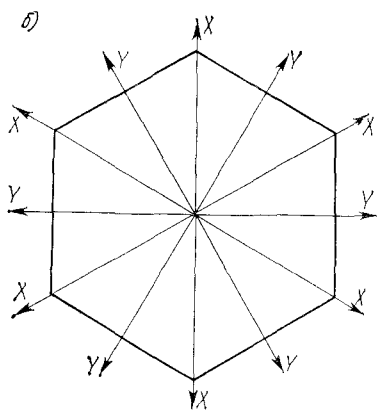
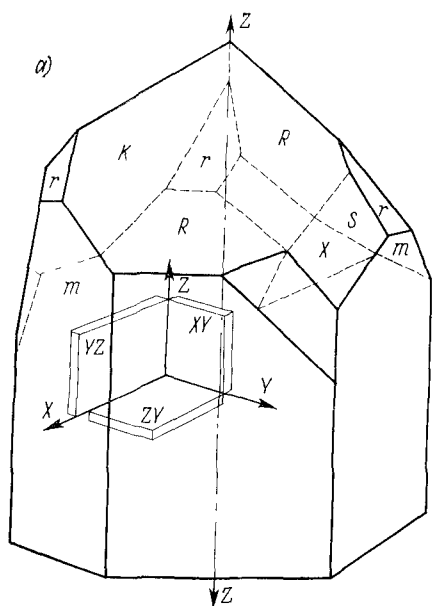


Рис. 2.24. Кристалл кварца: а — расположение пластин различных срезов; б — кристаллографические оси

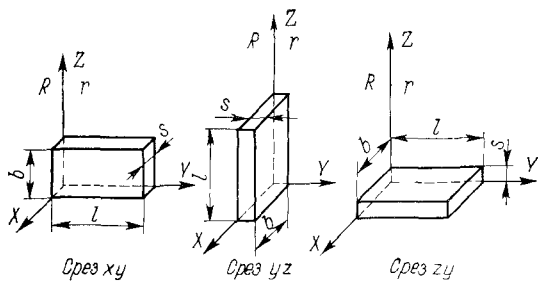


Рис. 2.25. Некоторые варианты первоначальной ориентации пьезоэлементов

<i>Срез xyl / $-19^{\circ}06'$ / $+\beta$ (IT)</i>	<i>Срез zyb / $+\gamma$ (брусек группы X-срезов)</i>	<i>Срезы $xysl$ / $+\alpha$ / $-\beta$ (MT, NT)</i>

Рис. 2.26. Обозначения некоторых срезов пьезоэлементов

ния $R1$, соответственно характеризующих массу, жесткость и потери на трения (рис. 2.27). Эта последовательная цепь зашунтирована статической емкостью $C0$ (суммарная емкость электродов, держателей и монтажа). Значения эквивалентных параметров $L1$, $C1$ и $R1$ зависят от констант кристалла кварца, его размеров и конструктивных особенностей резонатора. Эквивалентный колебательный контур имеет частоту f_s последовательного и частоту f_p параллельного резонанса, причем

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}; \quad f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}. \quad (2.72)$$

Для кварцевого резонатора характерна близость резонансных частот, так как $C_1/C_0 \ll 1$. На основании (2.72) $f_p = f_s \sqrt{1 + C_1/C_0} \approx f_s (1 + 1/2 C_1/C_0) = f_s (1 + 1/2 m_0)$. Следовательно,

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = 1/2 m_0.$$

Параметр $m_0 = C_1/C_0$ характеризует относительный интервал между последовательным и параллельным резонансами кварцевого резонатора [4].

Температурный коэффициент частоты кварцевого резонатора (ТКЧ) определяется как относительное изменение его частоты при изменении температуры на 1° , т. е.

$$C_k = \text{ТКЧ} = \frac{\Delta f}{f} \frac{1}{\Delta t}. \quad (2.73)$$

ТКЧ зависит от ряда факторов: угла среза, геометрии кристалла кварца, наличия или отсутствия дефектов в кристалле, конструкции элементов крепления и пр. Однако основным фактором, определяющим значение ТКЧ кварцевого резонатора, является угол среза кварца. Частота кварцевого резонатора непрерывно изменяется при изменении температуры. Зависимость относительного изменения частоты от температуры имеет следующий вид [62]:

$$\frac{f_1 - f}{f} = \frac{\Delta f}{f} = C'_1 (t_1 - t) + C'_2 (t_1 - t)^2 + C'_3 (t_1 - t)^3 \quad (2.74)$$

(для интервала температур от -60 до $+100^\circ\text{C}$ членами выше третьего порядка можно пренебречь).

Здесь f_1 — частота кварцевого резонатора при температуре t_1 ; f — частота при исходной температуре t ; C'_1 , C'_2 , C'_3 — темпера-

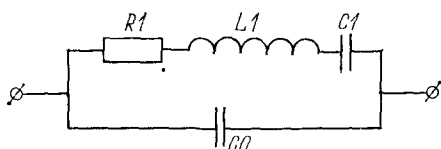


Рис. 2.27. Эквивалентный колебательный контур

турные коэффициенты частоты первого, второго и третьего порядков, определяемые из соотношений:

$$C'_1 = \frac{1}{1!f} \left(\frac{\partial f_1}{\partial t_1} \right)_{t_1=t}; \quad C'_2 = \frac{1}{2!f} \left(\frac{\partial^2 f_1}{\partial t^2} \right)_{t_1=t}; \quad C'_3 = \frac{1}{3!f} \left(\frac{\partial^3 f_1}{\partial t^3} \right)_{t_1=t}, \quad (2.75)$$

где C'_1 , C'_2 и C'_3 являются функциями угла среза кварцевого элемента.

На рис. 2.28 [19] приведены зависимости относительного изменения резонансной частоты кварцевых элементов различных срезов от температуры

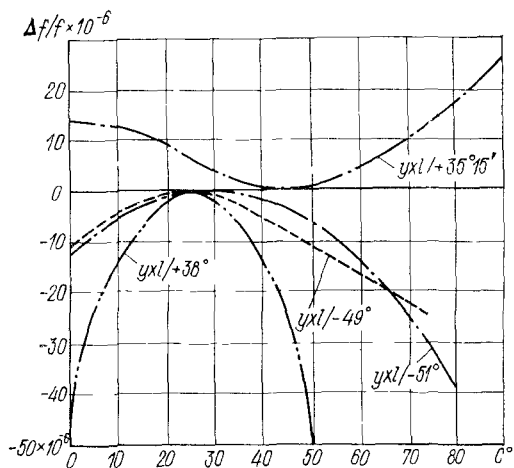


Рис. 2.28. Зависимость относительного изменения резонансной частоты кварцевых элементов различных срезов от температуры

срезов от температуры. Можно определить такой угол среза, что ТКЧ будет практически равен 0 в некотором интервале изменения температур. Переменное напряжение, возникающее в генераторной схеме при включении в нее кварцевого резонатора, характеризует активность кварцевого резонатора. Активность кварцевого резонатора обратно пропорциональна эквивалентному сопротивлению R_1 .

В кварцевом элементе в зависимости от его формы, типа среза, расположения и способа соединения электродов могут возникнуть колебания различного вида. Для получения сравнительно низких частот используются в основном колебания изгиба (4—50 кГц) и в некоторых случаях колебания кручения (30—150 кГц); для получения высоких частот — продольные колебания, колебания сдвига и др.

В малогабаритных часах обычно применяются резонаторы с кварцевыми элементами в виде стержней (брусков), тонких камертонов, совершающих изгибные колебания.

Дифференциальное уравнение изгибных колебаний тонкого кварцевого стержня [65]

$$\rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{1}{12} \frac{b_1}{S_{33}^E} \frac{\partial^4 u}{\partial x_3^4}. \quad (2.76)$$

Здесь ρ — плотность материала кварцевого элемента; S_{33}^E — приведенное значение константы гибкости кварцевого элемента в направлении длины стержня; b_1 — поперечный размер стержня в плоскости колебаний; u — механическое смещение кварца вдоль направления изгиба x_3 ; t — время.

В результате решения этого уравнения для случая незакрепленных концов стержня получаем частоту изгибных колебаний стержня

$$f_k = \frac{m_k^2 b_1}{\sqrt{3} \pi l^2} \sqrt{\frac{1}{\rho S_{33}^E}}, \quad (2.77)$$

где k — номер гармоники. Для основной частоты колебаний $m_k = 2,36502$; l — длина стержня. Предполагается, что длина стержня l значительно больше поперечного размера b_1 . Для кварцевого стержня, длина которого значительно больше размеров поперечного сечения, частота продольных колебаний в кристаллографическом направлении Y'

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{1}{\rho S_{22}^E}}. \quad (2.78)$$

По формуле (2.78) определяется низшая резонансная частота, которая практически равна частоте последовательного резонанса f_s (2.72), если $C_0 \gg C_1$ (см. рис. 2.27). Для кварца это условие выполняется.

Основная частота колебаний сдвига по контуру квадратной пластины

$$f = \frac{F}{2a_1} \sqrt{\frac{1}{\rho S'_{55}}}, \quad (2.79)$$

где a_1 — длина стороны квадрата; $F = 1,289 - 0,0469 \times \sqrt{(S_{11}^E + S_{22}^E)/S_{66}^E}$; S_{11}^E , S_{22}^E , S_{55}^E , S_{66}^E — приведенные значения констант гибкости для соответствующих кристаллографических направлений.

Приведенные выше формулы для определения основной частоты колебаний кварцевого элемента можно представить в следующей общей форме:

$$f = N/b_1, \quad (2.80)$$

где N — частотный коэффициент. Приближенные значения N для определенных срезов, вида колебаний и формы пьезоэлемента приведены в работе [65].

Устройство кварцевых резонаторов малогабаритных приборов времени

К кварцевым резонаторам для малогабаритных приборов времени предъявляется ряд специфических требований: малое изменение резонансной частоты во времени, т. е. малая скорость старения, обеспечивающая точность наручных часов порядка 0,5 с в сутки; малый температурный коэффициент частоты; высокая добротность, позволяющая создавать электронные схемы возбуждения автоколебаний кварца с малым потреблением энергии; малые габариты; простота и технологичность конструкции, обеспечивающие низкую стоимость при крупносерийном производстве;

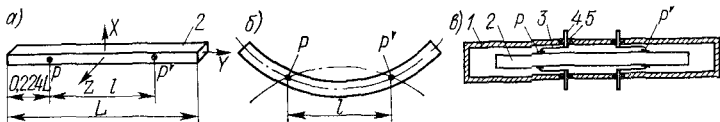


Рис. 2.29. Кварцевый резонатор: *а* — кварцевый элемент в форме бруска; *б* — узловые точки изгибных колебаний кварцевого элемента; *в* — кварцевый элемент в ампуле

работа на частотах приблизительно 32 кГц для малогабаритных часов и до 4,19 МГц для крупногабаритных часов; высокая надежность монтажа, позволяющая выдерживать сравнительно сильные удары без разрушения.

Для создания кварцевого резонатора некоторые поверхности кварца определенного среза металлизуют, т. е. покрывают пленкой из металла (серебро, золото) методом вакуумного напыления. К этим поверхностям в узловых точках колебаний кварца припаивают проволоку (кварцедержатели), чтобы обеспечить подвес, подачу тока и съем электрического сигнала. Затем кварцевый элемент устанавливают в стеклянную или металлическую капсулу, в которой создается вакуум. Переменное электрическое поле, создаваемое входным электрическим сигналом, вызывает деформацию (колебание) кварцевого элемента (обратный пьезоэффект). При этом на его гранях (электродах) возникают переменные электрические заряды (прямой пьезоэффект), вызывающие появление тока в цепи. Кварцевый элемент оказывает обратное воздействие на внешнюю электрическую цепь, стабилизируя частоту колебаний в этой цепи. Колебания кварца возбуждаются на резонансной частоте.

На рис. 2.29 показаны элементы конструкции кварцевого резонатора. Кварцевый брусок прямоугольного сечения длиной L совершает свободные колебания изгиба в плоскости XU (рис. 2.29, *а* и *б*). Узловые точки P находятся на расстоянии $0,224L$ от соответствующих свободных концов бруска. Брусок 2 установлен в ампуле 1 при помощи четырех пружин 3, причем каждая пружина одним из своих концов припаяна к боковой

металлизированной поверхности кварцевого бруска в соответствующей узловой точке. Другой конец каждой пружины припаян к одному из четырех токоподвижных штифтов 4, закрепленных в ампуле и изолированных от нее при помощи втулки 5 (рис. 2.29, в). Рассмотренное устройство не предохраняет от возможного соприкосновения кварцевого бруска с ампулой малых размеров при ударе о корпус часов.

На рис. 2.30 приведен вариант крепления кварцевого стержня (бруска) к упругому амортизатору сложной конструкции. В качестве упругого амортизатора применены четыре сложные пружины, симметрично расположенные с боковых сторон кварцевого бруска 4 (на рисунке показаны две пружины). Каждая сложная пружина, изготовленная из одной заготовки, состоит из пружины подвеса 7, более жесткой вспомогательной пружины 6 и фланца 5, причем пружина подвеса и фланец расположены в одной плоскости. Свободный конец каждой пружины подвеса припаян к свободному концу штифта 9, который, в свою очередь, припаян к металлизированной боковой поверхности кварца в узловой точке колебаний. Жесткость пружины подвеса достаточна для того, чтобы кварц смог совершать колебания изгиба, не вызывая чувствительных потерь его энергии. Вспомогательная пружина 6 изогнута, а ее свободный конец в виде полукольца 8 охватывает штифт 9, причем полукольцо лежит в плоскости, параллельной боковой плоскости кварца. Фланец каждой пружины припаян к токоподводящему штифту 1, жестко установленному в корпусе 3, но изолированному от него посредством стеклянного кольца 2. При ударе происходит смещение кварца относительно корпуса и, следовательно, деформация пружины подвеса. При ударах полукольцо 8 вспомогательных пружин может вступить в контакт с утолщенной нижней частью штифта 9. При этом общая жесткость амортизатора сильно увеличивается, что ограничивает смещение кварца и предохраняет его от соприкосновения с корпусом 3*.

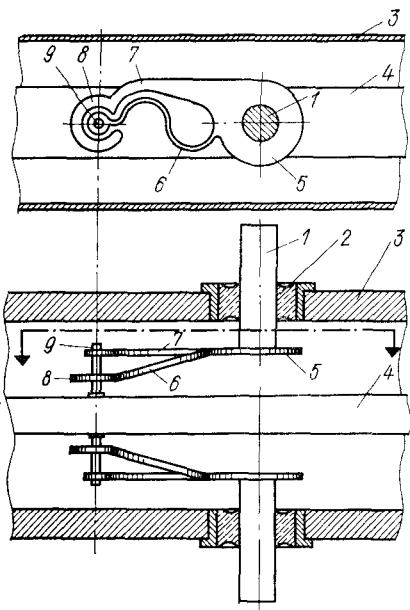


Рис. 2.30. Вариант крепления кварцевого бруска к упругому амортизатору пьезоэлемента

* Пат. 503424 (Швейцария).

На рис. 2.31, *а* приведен вариант исполнения кварцевого резонатора для наручных часов с кварцевым элементом 1 в форме стержня (бруска) прямоугольного сечения. Крепление кварцевого элемента такое же, как и на рис. 2.29. Металлическая ампула состоит из основания 2 и крышки (не показана). Частота колебаний кварцевого элемента 32 768 Гц. Общая длина резонатора 17,5 мм.

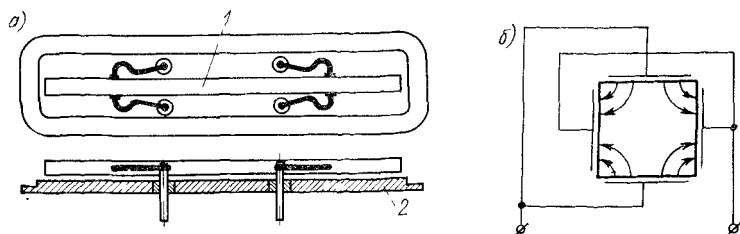


Рис. 2.31. Вариант исполнения кварцевого резонатора: *а* — монтаж пьезоэлемента; *б* — электрическое поле

На рис. 2.31, *б* показано переменное электрическое поле, действующее на кварцевый элемент. В каждый момент времени электроды на соседних боковых гранях имеют противоположную полярность.

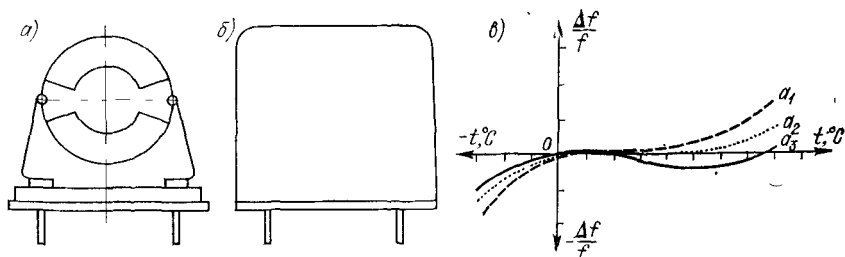


Рис. 2.32. Высокочастотный кварцевый резонатор: *а* — пьезоэлемент в форме круглой пластины; *б* — внешний вид резонатора; *в* — зависимость относительного изменения частоты от температуры

На рис. 2.32, *а* показан резонатор с высокочастотным кварцевым элементом ($f = 2^{22}$ Гц) в форме плоскопараллельной пластины (шайбы), которая имеет наибольшую амплитуду в геометрическом центре [93]. Кварцевый элемент металлизирован и закреплен по краям. На рис. 2.32, *в* показана зависимость относительного изменения частоты колебаний кварцевой пластины среза от температуры. Видно, что путем небольшого изменения угла среза (кривые oa_1 , oa_2 , oa_3) можно заметно уменьшить температурный коэффициент частоты. Кварцевый резонатор отличается высокой ударной прочностью, малыми габаритами и технологичностью конструкции.

На рис. 2.33, *а* представлен пьезоэлемент в форме камертона. Кварцевые камертоны имеют меньшие габариты, чем кварцевые бруски, совершающие колебания изгиба с той же частотой. Кроме того, кварцевые камертоны имеют преимущество с точки зрения старения и устойчивости к ударам. Поверхности металлизуются, т. е. покрываются пленкой металла (никель, золото, серебро и др.) толщиной 0,6—0,8 мкм. Затем пленку делят на электроды электроискровым способом (на рисунке электроды зачерчены). Колебания ветвей камертона происходят в противофазе. На рис. 2.33, *б*

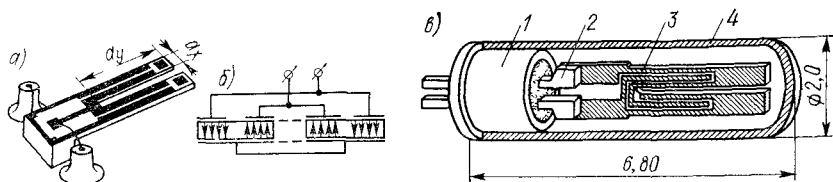


Рис. 2.33. Кварцевый резонатор с пьезоэлементом в форме камертона: *а* — пьезоэлемент; *б* — электрическое поле; *в* — резонатор

видно, что в каждый момент времени заряды на соседних боковых гранях ветви камертона имеют противоположную полярность, что вызывает появление электрического поля, осуществляющего деформацию (изгиб) ветвей. Колебания каждой ветви настроенного камертона можно рассматривать как колебания стержня, заземленного одним концом. Поэтому частота противофазных колебаний ветвей камертона может быть вычислена по формуле

$$f = \frac{m_k^2 a_x}{2 \sqrt{12} \pi a_y} \sqrt{\frac{1}{\rho S'_{22}}}, \quad (2.81)$$

где a_y и a_x — соответственно длина и ширина ветви камертона; m_k — корень трансцендентного уравнения $\cos m \operatorname{ch} m = 1$. Для колебаний основного вида при малых отношениях a_x/a_y $m_k = m = 1,875$. В правильно сконструированном кварцевом элементе узлы колебаний располагаются в нижней части камертона, т. е. на его основании.

На рис. 2.33, *в* показан резонатор с кварцевым элементом камертонного типа, совершающим противофазные колебания с частотой 32 768 Гц. Камертон 3 помещен в вакуумированную металлическую ампулу 4 цилиндрической формы и присоединен к токоподводам 2 в узловых точках колебаний (на рисунке электроды заштрихованы). Токоподводы установлены в патроне 1 и изолированы друг от друга.

В настоящее время применяется сравнительно простая технология изготовления кварцевых камертонов фотохимическим методом из тонких кварцевых пластинок. Пленочные электроды 2 наносятся на одну или обе стороны камертона 4 обычным способом (рис. 2.34). После металлизации кварцевые камертоны помещают

на некоторое время в вакуум при давлении около $1 \cdot 10^3$ Н/м² и температуре около 300 °С. При этом снимаются напряжения в материале, возникшие после фототравления и нанесения электродов. Основание камертона приклеено к токоподводам 1 при помощи токопроводящего клея 5. Регулирование частоты колебаний кварца осуществляется путем испарения дополнительной пленки 3 лучом лазера *. Монтаж камертона в ампуле значительно проще, чем кварцевых элементов в форме бруска, диска и др.

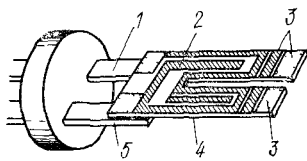


Рис. 2 34. Схема резонатора с тонким камертоном

Резонаторы с кварцевым элементом камертонного типа находят все более широкое применение в кварцевых малогабаритных часах. В современных кварцевых наручных часах в основном применяются резонаторы с кварцевым элементом камертонного типа.

Влияние удара на кварцевый резонатор

Малогабаритные часы, в особенности технического назначения, подвергаются воздействию механических перегрузок. В соответствии с существующими стандартами все малогабаритные часы должны подвергаться испытанию на ударное воздействие обычно путем свободного падения часов на неподвижную плоскую платформу. При ударе происходит сближение соударяющихся тел вследствие деформации приконтактной области. Причем зависимость между сближением двух тел при ударе α и действующей силой P определяется формулой Герца [2]

$$P = C\alpha^{3/2}; \quad C = 4/3 \frac{\sqrt{R_1}}{[1/E_1(1-\mu_1^2) + 1/E_2(1-\mu_2^2)]}, \quad (2.82)$$

где R_1 — радиус сферической поверхности корпуса часов; μ_1, μ_2, E_1 и E_2 — соответственно коэффициенты Пуассона и модули упругости материалов соударяющихся тел.

Предполагаем, что сила P нарастает плавно, и продолжительность удара значительно больше периода свободных колебаний корпуса часов. Кроме того, скорость удара сравнительно мала (меньше 10 м/с). Это дает возможность не учитывать волновые явления при рассмотрении удара и использовать статические упругие характеристики [2]. Дифференциальное уравнение удара (уравнение деформирования)

$$m\ddot{a} + P(\alpha) = 0,$$

* Пат. 2339960 (Франция).

или на основании (2.82)

$$\ddot{\alpha} + C/m\alpha^{3/2} = 0, \quad (2.83)$$

где m — масса часов. Массу воспринимающей платформы считаем бесконечно большой по сравнению с массой часов. Решая (2.83) для начальных условий $\alpha = 0$, $\dot{\alpha} = \dot{\alpha}_0 = \sqrt{2gH}$ (H — высота падения часов), получим максимальные значения α , P и ускорения \ddot{J} при ударе, т. е.

$$\alpha_{\max} = (5/4\dot{\alpha}_0^2 m/C)^{2/5}, \quad P_{\max} = C\alpha_{\max}^{3/2}, \quad \ddot{J}_{\max} = P_{\max}/m.$$

Продолжительность активного участка удара

$$\tau_1 = 1 / \dot{\alpha}_0 \int_0^{\alpha_{\max}} [1 - (\alpha/\alpha_{\max})^{5/2}]^{-1/2} d\alpha. \quad (2.84)$$

Разложив выражение в квадратных скобках в ряд и сохранив четыре члена разложения, получим

$$\tau_1 = \alpha_{\max}/\dot{\alpha}_0 a; \quad a = 1,242. \quad (2.85)$$

Для упругого удара среднее значение ударной силы в процессе удара

$$P_{\text{ср}} = 1 / \alpha_{\max} \int_0^{\alpha_{\max}} C\alpha^{3/2} d\alpha = \frac{2}{5} C\alpha_{\max}^{3/2}.$$

Если m_1 — масса кварцевого элемента, то среднее значение ударной силы, действующей на кварцевый элемент, $P_{\text{с к}} = m_1/mP_{\text{ср}}$.

За время удара происходит некоторое перемещение кварцевого элемента 3 относительно ампулы 1 (рис. 2.35). Уравнение движения кварцевого элемента во время удара

$$m_1 \ddot{x} + c_1 x = P_{\text{с к}}.$$

Здесь c_1 — эквивалентная жесткость пружин 2. Поскольку на рассматриваемом участке перемещение кварцевого элемента мало вследствие малости продолжительности удара, сила вязкого трения не учитывается. Выполнив интегрирование этого уравнения (при $t = 0$, $x_0 = 0$ и $\dot{x}_0 = \alpha_0$), получим перемещение x_1 и скорость \dot{x}_1 кварцевого элемента в конце удара при $t = \tau_1$:

$$x_1 = L \sin(\omega\tau_1 - \gamma) + \frac{P_{\text{с.к}}}{c_1}; \quad \dot{x}_1 = L\omega \cos(\omega\tau_1 - \gamma), \quad (2.86)$$

где $L = 1/c_1 \sqrt{P_{\text{с.к}}^2 + C_1 m_1 (\dot{x}_0)^2}$; $\omega^2 = c_1/m_1$; $\sin \gamma = P_{\text{с.к}}/c_1 L$.

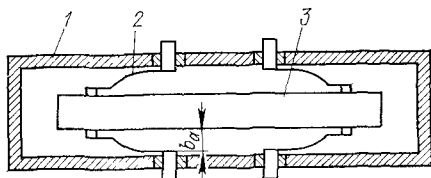


Рис. 2.35 Схема к определению влияния удара на пьезоэлемент

После удара кварцевый элемент движется по инерции. Пусть на этом участке среднее значение эквивалентной жесткости амортизаторов равно c_2 ($c_2 > c_1$). В таком случае уравнение движения кварцевого элемента

$$m_1 \ddot{x} + c_2(x - x_1) + c_1 x_1 + h \dot{x} = 0; \quad x_1 \leq x \leq x_2,$$

или

$$\ddot{x} + \omega^2 x + 2\delta \dot{x} = \omega^2 \rho_2, \quad (2.87)$$

где $\rho_2 = \frac{c_2 - c_1}{c_2} x_1$; $\omega^2 = c_2/m_1$; $2\delta = h/m_1$, начальные условия: $t = 0$, $x = x_1$ и $\dot{x} = \dot{x}$.

Решение (2.87) дает:

$$x = E_0 e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t + \beta) + \rho_2; \quad (2.88)$$

$$\dot{x} = E_0 \omega_1 e^{-\delta t} [\cos(\omega_1 t + \beta) - \delta/\omega_1 \sin(\omega_1 t + \beta)].$$

Здесь

$$E_0 = 1/c_2 \sqrt{\left(\frac{\dot{x}_1 c_2 + \delta c_1 x_1}{\omega_1}\right)^2 + (c_1 x_1)^2}; \quad \sin \beta = \frac{c_1 x_1}{c_2 E_0}.$$

Для применяемых в малогабаритных часах кварцевых резонаторов $\delta/\omega_1 \ll 1$. При этом скорость кварцевого элемента:

$$\dot{x} \approx E_0 \omega_1 e^{-\delta t} \cos(\omega_1 t + \beta); \quad \omega_1 = \sqrt{\omega^2 - \delta^2}.$$

Наименьшее время, по истечении которого перемещение кварцевого элемента относительно ампулы прекратится, определяется из равенства

$$\omega_1 t_1 + \beta = \pi/2; \quad t_1 = 1/\omega_1 (\pi/2 - \beta).$$

Максимальное перемещение кварцевого элемента относительно ампулы на основании (2.88)

$$x_{\max} = E_0 e^{-\delta t} + \rho_2.$$

Параметры кварцевого резонатора должны обеспечивать выполнение неравенства $x_{\max} < b_0$, где b_0 — зазор между кварцевым элементом и ампулой до удара (см. рис. 2.35).

После перемещения под действием удара кварцевый элемент будет совершать затухающее колебательное движение. Суммарная сила, приложенная к кварцевому элементу в конце второго участка, т. е. при максимальном перемещении $v = c_2(x_2 - x_1) + c_1 x_1$. Эта сила вызывает деформацию кварцевого элемента и, следовательно, напряжение в кварце, которое не должно превышать допустимое.

Рассмотрим колебание кварцевого элемента под действием внешней синусоидальной силы $H \sin pt$. Статическую характеристику пружин 2 (амортизатора) аппроксимируем в виде $v =$

$= c_1(x + \epsilon x^3)$. В таком случае колебание кварцевого элемента будет описываться уравнением

$$m_1 \ddot{x} + c_1(x + \epsilon x^3) + h\dot{x} = H \sin pt,$$

или

$$\ddot{x} + \omega^2(x + \epsilon x^3) + 2\delta\dot{x} = H/m_1 \sin pt.$$

Рассмотрим основные колебания. Решая это уравнение методом гармонического баланса, получим зависимость между амплитудой A стационарных колебаний и частотой p

$$A = \frac{A_{ст}}{\sqrt{(1 + 3/4\epsilon A^2 - z^2)^2 + \left(\frac{2\delta^2}{\omega}\right)^2 z^2}}, \quad (2.89)$$

где $A_{ст} = H/c_1$ — статическое перемещение кварцевого элемента; $z = p/\omega$; $2\delta = h/m_1$. Амплитудно-частотная характеристика (2.89), т. е. зависимость A от z , и стационарные режимы исследованы в работе [14]. Следует отметить, что при малых перемещениях кварцевого элемента амплитудно-частотная характеристика (2.89) мало отличается от характеристики линейной системы (резонансный пик мало искривлен). Параметры резонатора должны определяться таким образом, чтобы при данной интенсивности и частоте внешней силы удовлетворялось неравенство $A \ll b_0$.

2.4. ДОБРОТНОСТЬ ЧАСОВЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Добротность колебательной системы баланс—волосок

Добротностью колебательной системы (часового осциллятора) называется величина, характеризующая способность колебательной системы сохранять запасенную в ней энергию (ГОСТ 5855—70). Добротность колебательной системы численно равна умноженному на 2π отношению энергии Π_0 , запасенной колебательной системой, к потерям энергии за период колебаний W_0 , т. е.

$$Q = 2\pi\Pi_0/W_0. \quad (2.90)$$

Свободные колебания механического осциллятора затухают вследствие трения в опорах, сопротивления внешней среды (аэродинамическое трение), внутреннего трения в упругом элементе и трения, вызванного наличием вихревых токов (в электронно-механических часах).

По данным [37], в малогабаритных электронно-механических часах потери на трение в опорах баланса составляют 39—64% от общих потерь, включая потери на постоянное трение. В опорах помимо постоянного трения, не зависящего от скорости, может возникнуть трение, пропорциональное скорости или квадрату скорости в случае движения цапф в смазочном слое. Аэродинамические потери на трение составляют 18—31% от общих потерь,

причем основное влияние оказывают потери, пропорциональные скорости баланса; потери на внутреннее трение в волоске составляют 5,7—9,7% от общих потерь. Суммарный момент сопротивления в ряде случаев целесообразно представить в виде $M_c = h\dot{\varphi}$, где h — интегральный коэффициент сопротивления при вязком трении. Этот коэффициент определяется по экспериментальной кривой (огibaющей амплитуды) свободных затухающих колебаний осциллятора в рабочем интервале амплитуд. В таком случае

$$W_0 = 4h \int_0^{\Phi} \dot{\varphi} d\varphi = 4h\omega \int_0^{\Phi} \sqrt{\Phi^2 - \varphi^2} d\varphi = \frac{\pi h K \Phi^2}{\sqrt{I_0 K}},$$

где

$$\begin{aligned} P_0 &= K\Phi^2/2; & \omega &= \sqrt{K/I_0}; & b_0 &= h/\sqrt{I_0 K}; \\ Q &= 1/b_0. \end{aligned} \quad (2.91)$$

Для колебательной системы с постоянным и вязким трением добротность осциллятора

$$Q = \frac{\pi\Phi}{\pi b_0 \Phi + 4\rho}, \quad (2.92)$$

где $\rho = M_\tau/K$ (M_τ — момент постоянного трения). Чем выше добротность колебательной системы, тем выше стабильность частоты колебания и, следовательно, точность работы часового механизма. Рассмотрим вынужденные установившиеся колебания свободного баланса при наличии вязкого трения, причем внешний возмущающий момент примем равным $H \sin pt$. Амплитуда вынужденных установившихся колебаний

$$A = \frac{A_{ст}}{\sqrt{[1 - (p/\omega)^2]^2 + 4(\delta/\omega)^2 (p/\omega)^2}},$$

где $A_{ст} = H/K$ — статическое отклонение баланса от положения равновесия под действием момента H . Кроме этого, $2\delta = h/I_0$; $2\delta/\omega = b_0 = 1/Q$.

Коэффициент динамичности

$$\lambda_0 = A/A_{ст} = \frac{1}{\sqrt{(1 - z^2)^2 + z^2/Q^2}}; \quad z = p/\omega. \quad (2.93)$$

При резонансе, т. е. при $z = 1$, коэффициент динамичности численно равен добротности ($\lambda_0 = Q$). На этом принципе могут быть построены приборы для определения добротности [66].

На рис. 2.36 приведены зависимости λ_0 от z (амплитудно-частотные характеристики) при различных значениях добротности Q . Из рисунка видно, что чем меньше добротность, тем шире резонансная кривая вблизи $z = 1$. Добротность колебательной системы характеризует ее избирательность.

Определим добротность осциллятора на упругой опоре, закрепленной своими концами в рамку (см. рис. 2.8). Уравнения движения осциллятора и рамки при учете вязкого трения [47]:

$$\begin{aligned} I_6 \ddot{\varphi}_6 + h_6 (\dot{\varphi}_6 - \dot{\varphi}_p) + K (\varphi_6 - \varphi_p) &= 0; \\ I_p \ddot{\varphi}_p + h_p (\dot{\varphi}_p - \dot{\varphi}_6) + K (\varphi_p - \varphi_6) &= 0. \end{aligned}$$

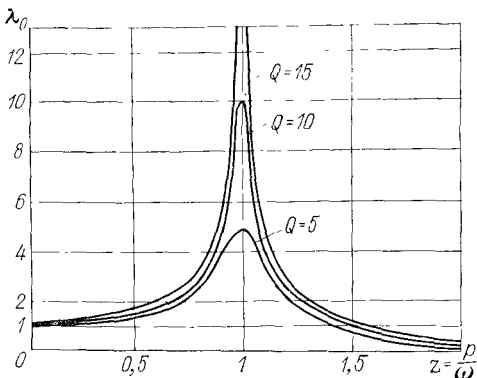


Рис. 2.36. Зависимость λ_0 от z

Введем функцию $\varphi = \varphi_6 - \varphi_p$ и вычтем из первого уравнения второе, получим

$$I \ddot{\varphi} + h \dot{\varphi} + K \varphi = 0,$$

где

$$I = \frac{I_6 I_p}{I_6 + I_p}; \quad h = \frac{h_6 I_p + h_p I_6}{I_p + I_6}.$$

Таким образом, добротность осциллятора

$$Q = \frac{V \overline{IK}}{h} = \frac{V \overline{IK} (I_p + I_6)}{h_6 I_p + h_p I_6}. \quad (2.94)$$

Добротность колебательных систем баланс—волосок с твердой осью вращения в малогабаритных часах массового производства может колебаться в широких пределах приблизительно от 10 до 250 в зависимости от качества изготовления часов. Добротность может зависеть также от положения часов в пространстве (ось баланса расположена вертикально или горизонтально).

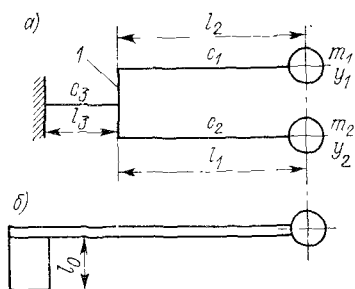
Добротность камертонного осциллятора

На рис. 2.37 дана упрощенная модель слабо расстроенного металлического камертона. Ветви камертона заменены двумя консольно закрепленными невесомыми пластинами, несущими сосредоточенные грузы (магнитные системы) на свободных концах. Пластины заделаны в элементе I , который принимается невесомым и абсолютно жестким.

Введем следующие обозначения: c_1 и c_2 — коэффициенты жесткости пластин; m_1 и m_2 — эквивалентные массы грузов; y_1 и y_2 — перемещение конца пластины соответственно с жесткостями c_1 и c_2 от положения равновесия (обобщенные координаты); c_3 и y_3 — коэффициент жесткости элемента связи и перемещения конца элемента связи от положения равновесия. Камертон закреплен посредством основания к опоре, масса которой значительно больше массы камертона.

Собственные частоты колебаний камертона [5]:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \sqrt{0,5 (n_1^2 + n_2^2) + 0,5 \sqrt{(n_1^2 - n_2^2) + 4n_1^2 n_2^2 \varepsilon^2}}; \\ \omega_2 &= \sqrt{0,5 (n_1^2 + n_2^2) - 0,5 \sqrt{(n_1^2 - n_2^2) + 4n_1^2 n_2^2 \varepsilon^2}}; \end{aligned} \right\} \quad (2.95)$$



где n_1 и n_2 — парциальные частоты; ε — коэффициент упругой связи. Частоты ω_1 и ω_2 вещественны, при этом $\omega_1 > \omega_2$, а следовательно,

$$\begin{aligned} n_1^2 &= \frac{c_1 (c_2 + c_3)}{(c_1 + c_2 + c_3) m_1}; \\ n_2^2 &= \frac{c_2 (c_1 + c_2)}{(c_1 + c_2 + c_3) m_2}; \\ \varepsilon &= \frac{c_1 c_2}{(c_1 + c_3) (c_2 + c_3)}. \end{aligned} \quad (2.96)$$

Рис. 2.37. Схемы к расчету добротности камертонного осциллятора

Отношение $\zeta = (n_1/n_2)^2$ характеризует расстройку ветвей камертона.

Колебания по каждой координате y_1 и y_2 происходят с различными частотами, фазами и амплитудами:

$$\begin{aligned} y_1 &= A_1 \sin(\omega_1 t + \alpha_1) + A_2 \sin(\omega_2 t + \alpha_2); \\ y_2 &= A_1 \beta_1 \sin(\omega_1 t + \alpha_1) + A_2 \beta_2 \sin(\omega_2 t + \alpha_2), \end{aligned} \quad (2.97)$$

где коэффициенты распределения:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{c_1 (c_2 + c_3) - m_1 (c_1 + c_2 + c_3) \omega_1^2}{c_1 c_2}; \\ \beta_2 &= \frac{c_1 c_2}{c_2 (c_1 + c_3) - m_2 (c_1 + c_2 + c_3) \omega_1^2}. \end{aligned}$$

Для настроенного (симметричного) камертона $c_1 = c_2 = c$, $m_1 = m_2 = m$, $l_1 = l_2 = l$. Следовательно, $n_1 = n_2$ и $\zeta = 1$. При этом $\beta_1 = -1$; $\beta_2 = 1$;

$$\omega_1 = \sqrt{c/m}; \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{cc_3}{(2c + c_3)m}}.$$

Знаки коэффициентов распределения β_1 и β_2 показывают, что колебания ветвей камертона с частотой ω_1 происходят в противофазе, а колебания с частотой ω_2 — в фазе. В приборах времени используются только противофазные колебания камертона. Обозначим для расстроенного камертона собственные частоты свободных колебаний ветвей через

$$\omega_{01} = \sqrt{c_1/m_1}; \quad \omega_{02} = \sqrt{c_2/m_2}.$$

Тогда парциальные частоты:

$$n_1^2 = \frac{c_2 + c_3}{c_1 + c_2 + c_3} \omega_{01}^2; \quad n_2^2 = \frac{c_1 + c_3}{c_1 + c_2 + c_3} \omega_{02}^2.$$

Поэтому

$$\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 = \frac{c_2 + c_3}{c_1 + c_3} \left(\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}}\right)^2.$$

Если взять начальные условия $t = 0$, $y_1 = a_0$, $y_2 = \beta_1 a_0$, $\dot{y}_1 = \dot{y}_2 = 0$, то получим следующие значения постоянных: $A_1 = a_0$, $A_2 = 0$, $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/2$, где a_0 — амплитуда колебаний ветви камертона по координате y_1 .

Уравнения (2.97) принимают следующий вид:

$$y_1 = a_0 \cos \omega_1 t; \quad y_2 = a_0 \beta_1 \cos \omega_1 t. \quad (2.98)$$

Таким образом, для приведенных выше начальных условий колебания ветвей камертона происходят с одной частотой (противофазные колебания), но с неодинаковыми амплитудами.

Так как трение в камертоне мало, можно принять, что скорость ветвей камертона без учета трения такая же, как и при наличии трения. Максимальная кинетическая энергия камертона на основании (2.98)

$$W_{\max} = 1/2 (m_1 + \beta_1^2 m_2) a_0^2 \omega_1^2. \quad (2.99)$$

Функция рассеяния (диссипативная функция) Рэлея для камертона

$$R = 1/2 [h_1 \dot{y}_1^2 + h_2 \dot{y}_2^2 + h_3 (\dot{y}_1 + \dot{y}_2)^2],$$

где h_1 , h_2 и h_3 — соответственно коэффициенты вязкого трения ветвей и элемента связи.

Так как силы трения по координатам y_1 и y_2 равны $\partial R / \partial \dot{y}_1$ и $\partial R / \partial \dot{y}_2$, то работа сил трения по указанным координатам за период равна соответственно:

$$A_1 = (h_1 + h_3) \int_0^{2\pi} y_1 dy_1 + h_3 \int_0^{2\pi} \dot{y}_2 dy_2;$$

$$A_2 = (h_2 + h_3) \int_0^{2\pi} \dot{y}_2 dy_2 + h_3 \int_0^{2\pi} \dot{y}_1 dy_1.$$

Подставив значения \dot{y}_1 , \dot{y}_2 , dy_1 и dy_2 из уравнения (2.98) и выполнив интегрирование, получим:

$$A_1 = \pi a^2 \omega_1 [h_1 + h_3 (1 + \beta_1^2)]; \quad A_2 = \pi a^2 \omega_1 [(h_2 + h_3) \beta_1^2 + h_3]. \quad (2.100)$$

Если расстроенный камертон присоединить к опоре, обладающей сравнительно небольшой массой, то будут иметь место энергетические потери камертона на раскачивание опоры, вследствие внутреннего неупругого трения в опоре и вязкого трения.

Раскачивание опоры происходит под действием силы реакции $F_0 = c_3 y_3$ и крутящего момента $M_{кр} = c_3 y_3 l_3$, причем перемещение конца элемента связи y_3 определяется на основании равенства: $c_3 y_3 = c_1 (y_1 - y_3) + c_2 (y_2 - y_3)$. Отсюда

$$y_3 = \frac{c_1 y_1 + c_2 y_2}{c_1 + c_2 + c_3}.$$

Принимая во внимание значения y_1 и y_2 [уравнения (2.98)], получаем:

$$F_0 = \frac{c_3 (c_1 + c_2 \beta_1)}{c_1 + c_2 + c_3} a \cos \omega_1 t; \quad M_{кр} = \frac{c_3 l_3 (c_1 + c_2 \beta_1)}{c_1 + c_2 + c_3} a \cos \omega_1 t.$$

Угол закручивания опоры:

$$\varphi = \frac{M_{кр} l_0}{GJ_p} = \Phi_0 \cos \omega_1 t; \quad \Phi_0 = \frac{c_3 l_3 (c_1 + c_2 \beta_1)}{c_1 + c_2 + c_3} \frac{l_0 a}{GJ_p}, \quad (2.101)$$

где l_0 и l_3 приведены на рис. 2.37, a и b .

Если все виды потерь энергии в опоре выразить посредством интегрального вязкого трения при кручении, то работа трения за период при кручении опоры

$$A_3 = 4h_4 \int_0^{\Phi_0} \dot{\varphi} d\varphi = 4h_4 \omega_1 \int_0^{\Phi_0} \sqrt{\Phi_0^2 - \varphi^2} d\varphi = \pi h_4 \omega_1 \Phi_0^2, \quad (2.102)$$

где h_4 — интегральный коэффициент вязкого трения.

Таким образом, добротность камертонного осциллятора

$$Q = \frac{2\pi W_{\max}}{A_1 + A_2 + A_3},$$

или на основании (2.99), (2.100) и (2.102)

$$Q = \frac{(m_1 + m_2 \beta_1^2) a_0^2 \omega_1^2}{a_0^2 \omega_1 [h_1 + 2h_3 + \beta_1^2 (h_2 + 2h_3)] + h_4 \omega_1 \Phi_0^2}. \quad (2.103)$$

Если расстроенный камертон присоединен к опоре, обладающей значительно большей массой, чем масса камертона (жест-

кость очень велика), то на основании (2.101) $\Phi_0 = 0$. В этом случае добротность расстроенного камертона

$$Q = \frac{(m_1 + m_2 \beta_1^2) \omega_1}{h_1 + 2h_3 + \beta_1^2 (h_2 + 2h_3)}. \quad (2.104)$$

Для настроенного камертона независимо от массы опоры $c_1 = c_2 = c$, $y_1 = y$, $y_2 = -y$, $y_3 = 0$, $h_3 = 0$, $\Phi_0 = 0$, $h_1 = h_2 = h$, $m_1 = m_2 = m$. При этом

$$Q = m\omega/h.$$

На рис. 2.38 приведены кривые зависимости добротности камертона от расстройки ξ , построенные по следующим исходным данным: $m_1 = m_2 = 6 \cdot 10^{-4}$ кг; $h_1 = h_2 = 3 \cdot 10^{-4}$ Нс/м; $h_3 = 0,5 \cdot 10^{-4}$ Нс/м; $c_1 = c_2 = 4 \cdot 10^{-3}$ Н/м; $c_3 = 5 \cdot 10^5$ Нс/м; $a = 1 \cdot 10^{-4}$ м; $l_3 = 4 \cdot 10^{-3}$ м; $l_0 = 5 \cdot 10^{-3}$ м. Как видно из рисунка, добротность камертонного регулятора уменьшается при увеличении расстройки ξ и интегрального коэффициента трения h_4 в опоре. Рассеивание энергии камертонного регулятора в опоре можно уменьшить путем увеличения жесткости опоры (увеличение площади поперечного сечения, выбор соответствующего материала).

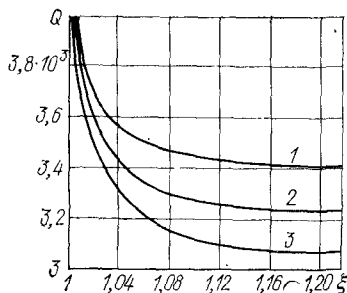


Рис. 2.38. Зависимость добротности камертона от расстройки: 1 — $h_4 = 20$; 2 — $h_4 = 30$; 3 — $h_4 = 40$

По данным [87], камертонные осцилляторы малогабаритных часов при частоте колебаний 360 Гц и длине ветви 23 мм обладают добротностью 1800—1900. Камертонный осциллятор настенных часов японской фирмы «Яесо» при частоте колебаний 300 Гц и длине ветви 40 мм обладает добротностью 3000.

Добротность кварцевого резонатора

Добротность кварцевого резонатора [65]

$$Q = \frac{\omega L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega R_1 G_1}, \quad (2.105)$$

где ω — частота колебаний кварца; L_1 , C_1 и R_1 — эквивалентные параметры (см. п. 2.3), значения которых зависят от констант кварца, размеров пьезоэлемента, конструктивных особенностей кварцевого резонатора и др. В частности, эквивалентное активное сопротивление R_1 кварца зависит от потери энергии на излучение ультразвука, трения в опорах, внутреннего трения в кристалле кварца, поглощения упругих волн в металлизированном слое кварца, связанных колебаний и т. д.

Для устранения потерь энергии кварцевого резонатора на излучение ультразвука его помещают в баллон (ампулу), в котором

создается вакуум (давление порядка $1,2 \text{ Н/м}^2$). Потери энергии на трение в опорах происходят вследствие того, что элементы механического крепления касаются поверхности кристалла кварца не в узловых точках (стержни, бруски) или в узловых линиях (кольца, линзы), а во многих точках или по многим линиям. Потери энергии в металлизированном слое зависят от обработки поверхности кристалла кварца, давления в колбе и материала покрытия. Токоотводы от металлического покрытия также увеличивают потери энергии. При возбуждении кварцевого элемента на какой-либо основной частоте могут возникнуть связанные колебания, ухудшающие добротность кварцевого резонатора. Потери энергии на связанные колебания зависят от геометрии кварцевого элемента. Уровень потерь в резонаторе увеличивается с увеличением температуры и частоты, а также при наличии дефектов в кварце. Сравнительно высокую точность экспериментального определения добротности и эквивалентных параметров кварцевого резонатора обеспечивает метод свободных затухающих колебаний [3, 65]. Амплитуда свободных колебаний кварца при вязком трении

$$A = A_0 e^{-\frac{\pi f t}{Q}},$$

где в соответствии с (2.91) $Q = 1/b_0$; A_0 — амплитуда колебаний в начальный момент времени при $t = 0$. Если по истечении некоторого времени $t = t_1$ амплитуда свободных затухающих колебаний уменьшилась до значения A_1 , то $A_1 = A_0 e^{-\frac{\pi f t_1}{Q}}$, отсюда

$$Q = \frac{\pi f t_1}{\ln A_0/A_1}. \quad (2.106)$$

Таблица 2.2. Характеристики часов с различными колебательными системами

Тип часов	Осциллятор	Частота, Гц	Добротность	Δ/f
Часы со штифтовым спуском	Баланс—волосок	2,5	$10-10^2$	10^{-3}
Анкерные часы	То же	2,5—3	10^2-10^3	10^{-4}
Хронометр	»	5	10^3	$5 \cdot 10^{-5}$
Камертонные часы	Камертон	$(3 \div 7,2) 10^3$	$5 \cdot 10^3-10^4$	10^{-5}
Кварцевые часы: с низкочастотным осциллятором	Кварцевые стержень и камертон	$(8 \div 32,8) 10^3$	10^4-10^5	10^{-6}
с высокочастотным осциллятором	Кварцевая линза	$2,4 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^5$	10^{-7}
Атомные часы	—	10^{10}	—	10^{-11}

Кварцевые резонаторы массового производства имеют добротность 10^4 — $5 \cdot 10^5$. Прецизионные кварцевые резонаторы могут иметь добротность порядка $(2 \div 5) 10^6$.

Для увеличения добротности необходимо уменьшить значения коэффициентов вязкого трения ветвей и элемента связи, а также снизить все виды потерь энергии в опоре. Кроме того, целесообразно уменьшить жесткость пружин и амплитуду колебаний камертона, кварца и осциллятора.

В табл. 2.2 приведены некоторые ориентировочные характеристики часов с различными колебательными системами. Из таблицы видно, что при увеличении добротности повышается точность функционирования часов вследствие улучшения стабильности частоты колебаний осциллятора, которая в данном случае определяется значением $\Delta f/f$ (относительное изменение частоты).

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРОННО-МЕХАНИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ ВРЕМЕНИ

3.1. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Классификация

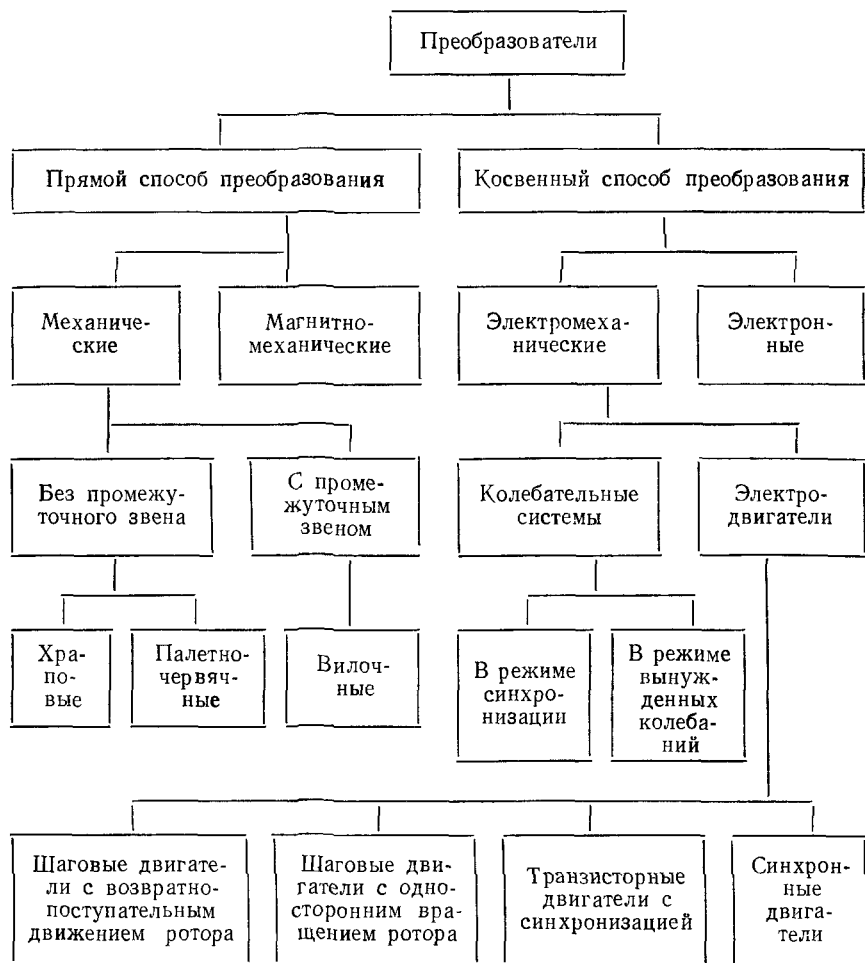
Преобразователи движения предназначены для получения однонаправленного вращения элементов исполнительного устройства со средними скоростями, пропорциональными частоте колебаний часового осциллятора (резонатора). Преобразователи движения применяются в электронно-механических часах с колебательной системой баланс — волосок, камертонных и кварцевых часах со стрелочной индикацией. На схеме приведена краткая классификация преобразователей.

Прямой способ преобразования колебательного движения осциллятора во вращательное скачкообразное движение колес исполнительного устройства осуществляется при непосредственном механическом взаимодействии осциллятора с деталями преобразователя. Подобные (механические и магнитно-механические) преобразователи используются в приборах времени с низкочастотными и отчасти со среднечастотными осцилляторами.

Косвенный метод преобразования заключается в использовании электрических сигналов на выходе электронной схемы часов, частота которых пропорциональна частоте колебаний осциллятора. Эти сигналы после формирования и усиления поступают на электромеханический или электронный преобразователь. К электромеханическим преобразователям следует отнести электродвигатели (обычно шаговые) и колебательные системы, работающие в режиме синхронизации или вынужденных колебаний. В электронных преобразователях преобразованный сигнал передается на электронное, обычно цифровое устройство.

Преобразователи должны удовлетворять следующим требованиям: высокая надежность функционирования в сложных условиях эксплуатации; длительный срок службы; нечувствительность по отношению к возможным ударным и вибрационным перегрузкам; расход энергии на приведение в действие преобразователя должен быть возможно меньше, учитывая малый расход тока в малогабаритных часах; бесшумность работы; достаточная выходная мощность; технологичность и простота конструкции; удобство регулирования.

Схема. Классификация преобразователей



Механические и магнитно-механические преобразователи

Рассмотрим типовые схемы преобразователей. На рис. 3.1 изображен вариант исполнения храпового преобразователя для часов с колебательной системой баланс—волосок. Храповое колесо 1, изготовленное из магнитно-мягкого материала, фиксировано двумя (или одним) постоянными магнитами. На оси баланса установлен диск 3, несущий импульсный штифт 2, изготовленный из рубина или стали. При движении баланса против часовой стрелки импульсный штифт ударяется о зуб храпового колеса и поворачивает его на один зуб. При обратном движении баланса импульсный штифт ударяется о затылочную сторону зуба

и вызывает тем самым некоторый отход храпового колеса назад. Путем изменения профиля затылочной стороны зуба можно уменьшить угол отхода назад колеса. Таким образом, за один период колебаний храповое колесо поворачивается на один зуб.

Следует отметить недостаточно надежную фиксацию храпового колеса. Кроме того, при чрезмерном увеличении амплитуды колебаний баланса храповое колесо при взаимодействии с импульсным штифтом может сразу повернуться на несколько зубьев, т. е. выпасть из синхронизма.

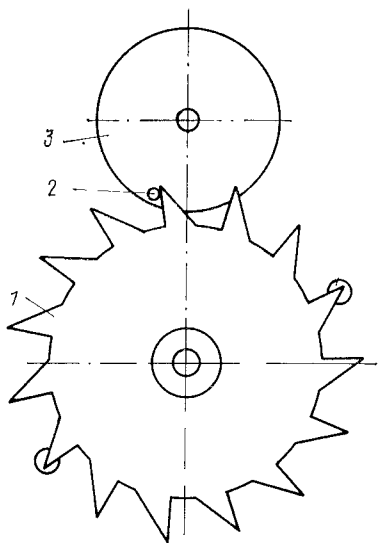


Рис. 3.1. Храповой преобразователь

На рис. 3.2 приведена схема палетно-червячного преобразователя. На ось баланса 4 посажена сборная муфта 1, несущая два стальных полированных диска 2 и 3. Зазор между дисками несколько больше толщины зуба 5 колеса 8 преобразователя. Надрезанные части дисков изогнуты и образуют две палеты 6 и 7. При движении баланса против часовой стрелки (рис. 3.2, а) вблизи положения равновесия палета 7 приходит в соприкосновение с зубом 5 колеса и поворачивает его на половину шага. При движении баланса в обратном направлении (рис. 3.2, б) палета 6 взаимодействует с тем же зубом и поворачивает колесо

еще на половину шага в том же направлении. Фиксирующая пружина 9 при помощи храпового колеса 10 удерживает колесо 8 в том же положении, при котором обеспечивается симметричный зазор между палетными дисками 2 и 3 и зубом колеса 8 (рис. 3.2, в).

На рис. 3.3 представлены основные узлы палетно-червячного преобразователя механизма электронно-механических часов отечественного производства. Палетные диски 1 и 2 муфты (рис. 3.3, а) с противоположных концов слегка изогнуты для образования упоров 3 и 4, ограничивающих чрезмерно большие амплитуды колебаний баланса. Фиксация положения колеса 7 после очередного поворота осуществляется за счет взаимодействия плоской пружины с коническим выступом и равноотстоящими глухими коническими углублениями (лунками) 8 на торцевой поверхности колеса преобразователя (рис. 3.3, б). Фиксирующая пружина дополнительно поворачивает колесо преобразователя до совмещения конического выступа на ее свободном конце с лун-

кой на колесе. Колесо вместе с трибом *б* изготовлено из пластмассы. Сечение зуба *5* колеса имеет форму ромба.

Палетно-червячный преобразователь отличается сравнительно большими габаритами, так как оси вращения муфты (баланса)

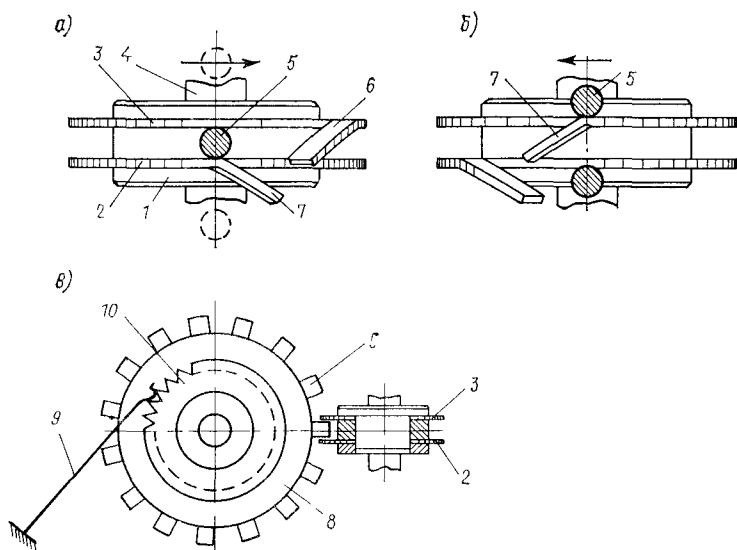


Рис. 3.2. Палетно-червячный преобразователь

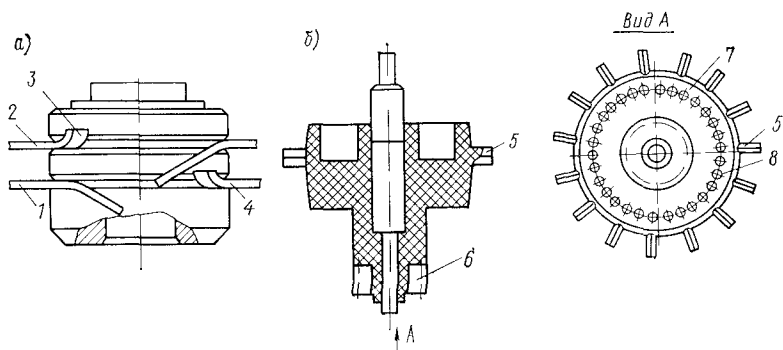


Рис. 3.3. Узлы палетно-червячного преобразователя: *а* — муфта; *б* — колесо с осью

и колеса взаимно перпендикулярны. Этот тип преобразователя нашел применение в крупногабаритных часах (настольных, программных реле времени и др.).

На рис. 3.4, *а* показан вилочный преобразователь для электронно-механических приборов времени с колебательной системой баланс—волосок. В вилке *б* установлены входная *з* и выходная *12*

рубиновые палеты и копые 7. Прижатие вилки к ограничительным штифтам 5 и 10 в крайних положениях ее осуществляется постоянными магнитами 4 и 11, расстояние которых до линии центров можно регулировать. Элементы конструкции двойного ролика 9 с импульсным камнем 8 и хвостовика вилки такие же, как в обычном анкерном спуске. При каждом колебании баланса импульсный камень перемещает вилку от одного ограничительного

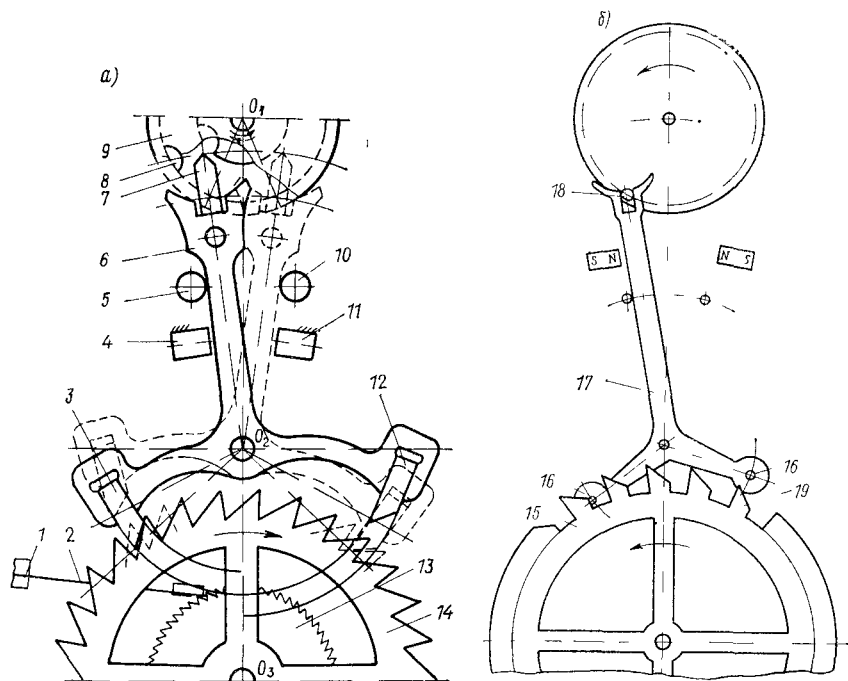


Рис 34 Вилочный преобразователь а — с палетами; б — со штифтами

штифта к другому. При этом входная и выходная палеты, оказывая поочередно давление на затылочную сторону соответствующего зуба спускового колеса 14, поворачивают его каждый раз на половину шага по часовой стрелке. В крайних положениях вилки одна из палет фиксирует спусковое колесо. Однако при переходе вилки линии центров вращения O_1O_2 палегы теряют свои предохранительные функции. Для того чтобы в этом положении вилки предохранить спусковое колесо от случайного поворота, применено храповое колесо фиксации 13, жестко посаженное на ось спускового колеса. Колесо 13 фиксируется собачкой, состоящей из тонкой плоской пружины 2, защемленной в мосту 1, и рубинового наконечника. Обычно спусковое колесо имеет 30 зубьев, а колесо фиксации — 60.

Следует отметить, что вилка, спусковое и храповое колеса должны быть легкими и обладать значительно меньшими моментами инерции, чем момент инерции баланса. К достоинству вилочного преобразователя нужно отнести возможность применения его в малогабаритных приборах времени и высокую надежность функционирования. Однако вилочный преобразователь в конструктивном отношении сложнее обычного храпового преобразователя.

На рис. 3.4, б показан штифтовой вилочный преобразователь упрощенной конструкции. Вместо камневых палет применены тонкие стальные штифты 16. В показанном на рисунке положении спусковое колесо 15 заторможено, так как упирается передней гранью зуба в левый штифт 16. При движении баланса к положению равновесия против часовой стрелки импульсный штифт 18 входит в вырез вилки 17 и поворачивает ее. При этом правый штифт 16 приходит в соприкосновение с плоскостью импульса 19 зуба колеса и, оказывая на эту плоскость давление, поворачивает спусковое колесо против часовой стрелки на половину шага. Фиксация вилки в крайних положениях осуществляется так же, как и в предыдущем случае (рис. 3.4, а). Применяются и другие варианты исполнения фиксирующего устройства как вилки, так и спускового колеса.

В магнитно-механических преобразователях обычно используется специальное магнитное колесо из магнитно-мягкого материала, которое взаимодействует с магнитным полем постоянного магнита, установленного на осцилляторе. На рис. 3.5, а показан вариант исполнения. Зубья магнитного колеса 3 расположены в магнитном поле двух постоянных магнитов 2 и 4, выполненных в виде скоб и присоединенных к свободным концам ветвей камертона 1. Если при колебании камертона магнитному колесу сообщить начальный импульс, то оно придет во вращательное движение. Причем синхронная частота вращения магнитного колеса будет определяться лишь частотой колебаний камертона и числом зубьев колеса

$$n = fK_1/z,$$

где f — частота колебаний ветвей камертона, Гц; K_1 — коэффициент, характеризующий кратность синхронных скоростей ($K_1 = 1, 2, 3, \dots$); z — частота зубьев магнитного колеса. На рис. 3.5, б показана схема развертки зубьев магнитного колеса и траектория движения полюсов постоянного магнита при $K_1 = 1$. Уравнение движения магнитного колеса непосредственно после пуска

$$I_0\ddot{\phi} + h\dot{\phi} + M_\tau = M - M_n,$$

где M и M_n — соответственно вращающий момент магнитного колеса и момент нагрузки. В синхронном режиме при постоянной частоте вращения магнитного колеса $\ddot{\phi} = 0$ получим $h\dot{\phi} + M_\tau =$

$= M - M_n$. Отсюда среднее значение вращающего момента магнитного колеса должно быть

$$M_{cp} = \frac{2\pi h f}{z} + M_n + M_1.$$

Работа, совершаемая магнитным колесом при повороте на один шаг,

$$A_p = 2\pi M_{cp}/z.$$

К достоинству магнитно-механических преобразователей следует отнести бесшумность работы вследствие бесконтактного пре-

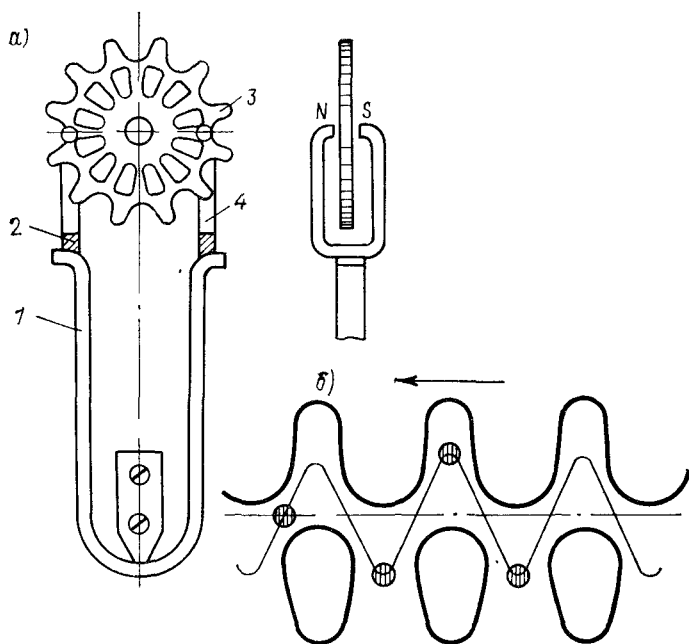


Рис. 3.5. Магнитно-механический преобразователь: а — преобразователь; б — схема развертки зубьев колеса

образования, а к недостатку — возможность нарушения синхронной частоты вращения магнитного колеса при чрезмерном увеличении момента сопротивления на его оси.

Шаговые электродвигатели

Шаговые электродвигатели работают от импульсов тока, частота следования которых равна или пропорциональна выходной частоте колебаний часового генератора.

На рис. 3.6 дана схема электромеханического храпового шагового двигателя с ведущей упругой собачкой 3. Плоская пружина 9

одним концом жестко присоединена к платине часов. К другому свободному концу этой пружины припаяна магнитная система, состоящая из магнитопровода в виде чашки 4 из магнитно-мягкого материала и постоянного магнита 5, запрессованного в основание чашки. Неподвижная катушка 6, намотанная на трубчатый каркас из пластмассы, расположена в рабочем зазоре магнитной системы и подключена к выходу электронной схемы часов. В исходном положении при обесточенной катушке пружина 9 опирается на левый ограничительный штифт 8. При очередном импульсе тока плоская пружина перебрасывается к правому ограничительному штифту 7. При этом ведущая собачка 3, присоединенная к плоской пружине, захватывает следующий зуб храпового колеса 1. После прекращения импульса тока ведущая собачка под действием силы упругости плоской пружины поворачивает храповое колесо 1 на один шаг. Таким образом, средняя скорость вращения храпового колеса оказывается синхронной частоте управляющих импульсов тока. Триб на оси храпового колеса приводит в действие исполнительное устройство (индикаторное, программное и др.). Фиксирующая собачка 2 установлена на платине часов. Электрические шаговые двигатели с возвратно-поступательным движением якоря (ротора, магнитной системы) требуют повышенного расхода энергии источника питания и создают шумы при работе. Кроме того, некоторые детали подобных двигателей подвергаются сильному износу.

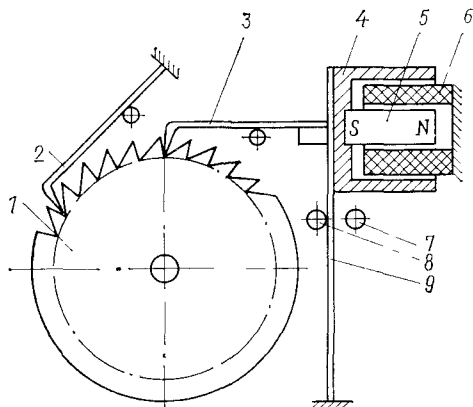


Рис. 3.6. Электромеханический храповой преобразователь

В современных кварцевых малогабаритных (наручных) и крупногабаритных часах со стрелочной индикацией преимущественное применение получили шаговые двигатели с однонаправленным вращением ротора, которое обеспечивается полюсной асимметрией. Постоянные магниты магнитной системы двигателя осуществляют магнитную фиксацию ротора в паузе между импульсами тока.

В современных кварцевых малогабаритных (наручных) и крупногабаритных часах со стрелочной индикацией преимущественное применение получили шаговые двигатели с однонаправленным вращением ротора, которое обеспечивается полюсной асимметрией. Постоянные магниты магнитной системы двигателя осуществляют магнитную фиксацию ротора в паузе между импульсами тока.

На рис. 3.7, а и б приведены шаговые двигатели для наручных кварцевых часов, работающие от импульсов постоянного тока чередующейся полярности*. Ротор 2 в виде диска изготовлен из магнитно-твердого материала (платинакобальтовые и самарий-

* Пат. 4048548 (США).

кобальтовые сплавы) и намагничен в радиальном направлении. Шаг ротора $\alpha = 180^\circ$ (рис. 3.7, а) или $\alpha = 60^\circ$ (рис. 3.7, б). Статор 1 изготовлен из магнитно-мягкого материала. Катушка 3 намотана на стержень из того же материала. Вращающий момент на оси ротора может колебаться в широких пределах. Известны двигатели с вращающим моментом $M = 0,21 \cdot 10^{-6}$ Нм, $M = (0,6 \div 1,2) \cdot 10^{-6}$ Нм и др., к. п. д. 20—30%. Режим работы шагового двигателя должен быть выбран таким, чтобы время успокоения колебаний ротора после поворота на очередной шаг было меньше продолжительности паузы между импульсами, т. е. колебания ротора должны затухать до прихода очередного импульса.

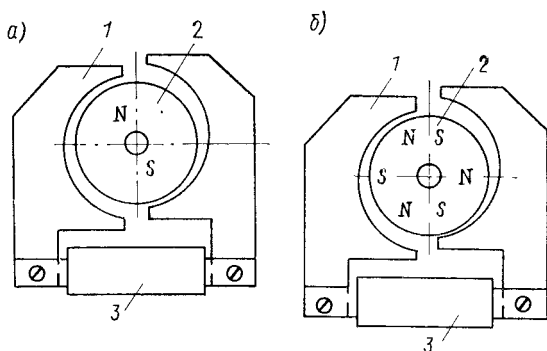


Рис. 3.7. Шаговые двигатели с шагом ротора: а — $\alpha = 180^\circ$; б — $\alpha = 60^\circ$

На рис. 3.8 показан шаговый двигатель для малогабаритных часов. На плоском статоре 1, изготовленном из магнитно-мягкого материала, установлены на одинаковом расстоянии друг от друга четыре плоские катушки 2, соединенные последовательно. К диску ротора 3, также изготовленному из магнитно-мягкого материала, прикреплены с помощью специального клея восемь постоянных магнитов 4 прямоугольного сечения чередующейся полярности. При обесточенных катушках постоянные магниты занимают положение относительно статора (катушек), показанное на рисунке. Катушки питаются знакопеременными импульсами постоянного тока. При каждом импульсе тока ротор поворачивается на 45° . Магнитная фиксация ротора при обесточенных катушках достигается при помощи специальных выступов (полюсов) 5 в статоре. Ось ротора вращается в камневых подшипниках с накладными камнями. Крепление двигателя производится при помощи фланцев 6, привинчиваемых к платине часов [91].

Основные характеристики двигателя: напряжение 1,55—1,35 В; длительность импульса 31,2 мс; максимальная частота повторения импульсов 7 Гц; средняя сила тока при 1 шаге в секунду 7 мкА; сопротивление обмотки одной катушки 6 кОм; момент инерции ротора $3 \cdot 10^{-10}$ кг·м; масса ротора $6 \cdot 10^{-5}$ кг.

В НИИчаспроме разработан восьмиполюсный шаговый электродвигатель для наручных кварцевых часов, обладающий сравнительно большим вращающим моментом. Ротор двигателя состоит из двух частей (двух полуроторов), каждый из которых аналогичен ротору двигателя на рис. 3.8. Магнитная фиксация ротора при

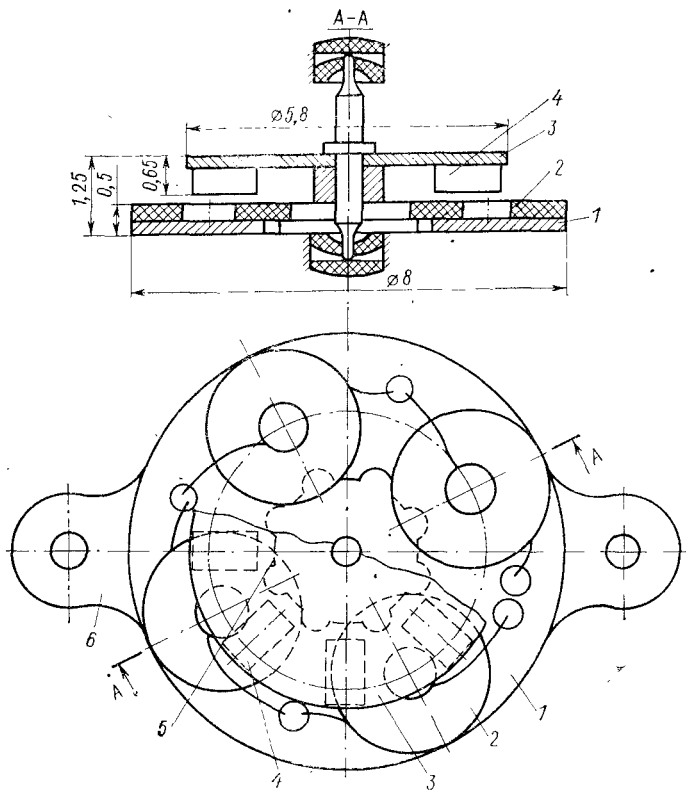


Рис. 3.8. Шаговый двигатель с шагом ротора 45°

обесточенных катушках достигается путем взаимодействия постоянных магнитов обоих полуроторов с выступающими частями двух факторов, изготовленных из магнитно-мягкого материала. Габариты двигателя: внешний диаметр 9,8 мм, общая высота 2,88 мм. При напряжении 1,5 В и силе тока 9 мкА вращающий момент на оси ротора $(13 \div 16) \cdot 10^{-7}$ Н·м.

На рис. 3.9 приведена схема транзисторного двигателя, частота вращения которого синхронна частоте колебаний системы баланс—волосок б электронно-механических часов. Ротор 1 двигателя представляет собой постоянный магнит в виде диска с двумя парами полюсов N—S. Двигатель имеет три обмотки: 1 — обмотка ос-

вобождения, *II* — обмотка привода импульса, *III* — обмотка синхронизации. Обмотки *I* и *II* включены соответственно в базовую и коллекторную цепь транзистора 2. Схема возбуждения автоколебаний баланса собрана на транзисторе 3. Обмотка привода 5 баланса и обмотка синхронизации *III* соединены последовательно и включены в коллекторную цепь транзистора 3. Обмотка освобождения баланса 4 включена в базовую цепь этого транзистора. Если время одного оборота ротора без системы синхронизации несколько больше периода колебаний осциллятора, то ток импульса, протекающий через обмотку синхронизации *III*, компенсирует это отставание, приводя двигатель в синхронизм с частотой колебаний осциллятора. В схеме применены

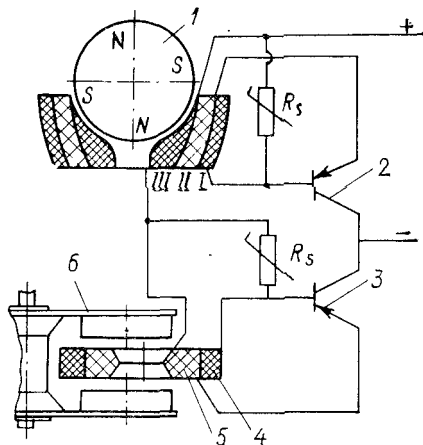


Рис. 3.9. Схема транзисторного двигателя, синхронизированного колебательной системой баланс—волосок

резисторы R_s , сопротивления которых зависят от напряжения (варисторы) [96].

на транзисторе 3. Обмотка привода 5 баланса и обмотка синхронизации *III* соединены последовательно и включены в коллекторную цепь транзистора 3. Обмотка освобождения баланса 4 включена в базовую цепь этого транзистора. Если время одного оборота ротора без системы синхронизации несколько больше периода колебаний осциллятора, то ток импульса, протекающий через обмотку синхронизации *III*, компенсирует это отставание, приводя двигатель в синхронизм с частотой колебаний осциллятора. В схеме применены

3.2. ТЕОРИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННО-МЕХАНИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ ВРЕМЕНИ

Храповой преобразователь

Введем следующие обозначения: I_6 и I_x — момент инерции узла и приведенный момент инерции храпового колеса; $\alpha = R\varphi - r\gamma$ — сближение двух тел при ударе вследствие деформации приконтактной области; N_6 и N_x — сила ударного действия первого тела на второе и второго на первое; E_1 и E_2 — модули упругости материалов соударяющихся тел; μ_1 и μ_2 — коэффициенты Пуассона; R и r — плечи сил N_6 и N_x ; r_n — радиус импульсного штифта; Φ — амплитуда колебаний баланса; K — жесткость волоска осциллятора; φ_0 и φ_{01} — углы отклонения баланса от положения равновесия непосредственно до удара (рис. 3.10, *a, в*) при движении против и по часовой стрелке.

Технология изготовления и сборки преобразователя не обеспечивает начального касания импульсного штифта с передней гранью (или затылочной стороной) зуба храпового колеса по линии. Предполагая точечное начальное касание соударяющихся тел (сферы с плоскостью), воспользуемся формулой Герца (2.82) для определения зависимости между сближением α соударяю-

щихся тел и сжимающей силой N . Во время удара происходит не только сближение соударяющихся тел, но и их относительное перемещение (поворот) на некоторый угол. Дифференциальное уравнение перемещения баланса и храпового колеса во время удара (рис. 3.10, а):

$$I_6 \ddot{\varphi} + N_6 R_6 = 0; \quad I_x \ddot{\gamma} - r N_x = 0; \quad R_6 = R + \mu u, \quad (3.1)$$

где μ — коэффициент трения.

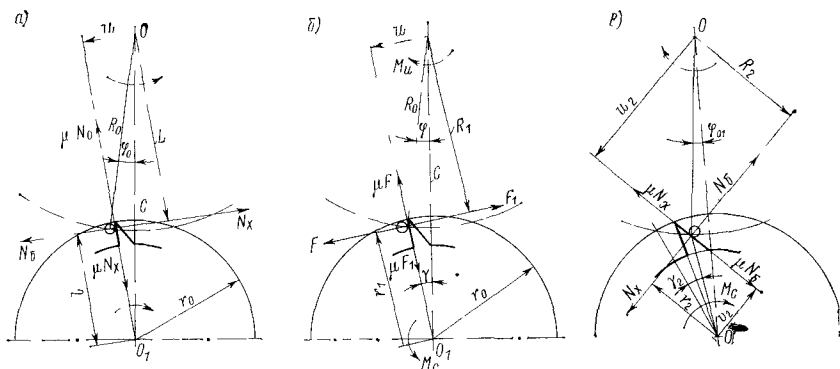


Рис. 3.10. Схемы к расчету к. п. д. храпового преобразователя: а — удар штифта о переднюю грань зуба колеса; б — совместное движение баланса и колеса; в — удар штифта о затылочную сторону зуба колеса

Интегрируя уравнения (3.1) при начальных условиях $t = 0$, $\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_0$ и $\dot{\gamma} = 0$ и исключив $\int_0^t N_x dt$ и $\int_0^t N_6 dt$ ($N_x = N_6$), получим

$$\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_0 - I_x / I_6 R_6 / r \dot{\gamma}. \quad (3.2)$$

Так как $\alpha = R\varphi - r\gamma$, то

$$\dot{\gamma} = R/r \dot{\varphi} - 1/r \dot{\alpha}. \quad (3.3)$$

Подставим в это уравнение значение $\dot{\varphi}$ из уравнения (3.2) и продифференцируем обе части полученного уравнения, будем иметь

$$\ddot{\gamma} = - \frac{r I \ddot{\alpha}}{r^2 I_6 + R R_6 I_x}. \quad (3.4)$$

На основании (3.1) и (2.82)

$$\ddot{\gamma} = r / I_6 N_x = r / I_x N = r / I_x C \alpha^{3/2}. \quad (3.5)$$

Подставив значение $\ddot{\gamma}$ из (3.5) в (3.4), придем к следующему уравнению удара:

$$\ddot{\alpha} + \omega_0^2 \alpha^{3/2} = 0, \quad (3.6)$$

где

$$\omega_0^2 = r^2 \frac{C}{I_x} \left(1 + \frac{R R_6}{r^2} I_x / I_6 \right). \quad (3.7)$$

Первый интеграл уравнения (3.6) для $t = 0$, $\alpha_0 = 0$ и $\dot{\alpha}_0 = R\dot{\varphi}_0$

$$\dot{\alpha}^2 = (R\dot{\varphi}_0)^2 - 4/5\omega_0^2\alpha^{5/3}. \quad (3.8)$$

Очевидно, что при $\dot{\alpha} = 0$ имеет место наибольшее сближение соударяющихся тел, т. е. $\alpha = \alpha_{\max}$. На основании (3.8)

$$\alpha_{\max} = \left[5/4 \left(\frac{R\dot{\varphi}_0}{\omega_0} \right)^2 \right]^{2/5}, \quad (3.9)$$

где $\dot{\varphi}_0 = \sqrt{K/I_\sigma (\Phi^2 - \varphi_0^3)}$ — угловая скорость баланса до удара. Максимальная сила удара на основании (2.82) и (3.9)

$$N_{\max} = C\alpha_{\max}^{3/2}. \quad (3.10)$$

Из уравнения (3.8) с учетом α_{\max} получаем

$$\dot{\alpha} = R\dot{\varphi}_0 \sqrt{1 - (\alpha/\alpha_{\max})^{5/2}}.$$

Продолжительность активного этапа удара равна

$$\tau_1 = \frac{1}{R\dot{\varphi}_0} \int_0^{\alpha_{\max}} \frac{d\alpha}{\sqrt{1 - (\alpha/\alpha_{\max})^{5/2}}}.$$

Разложив выражение $[1 - (\alpha/\alpha_{\max})^{5/2}]^{-1/2}$ в ряд и выполнив интегрирование в указанных пределах, получим

$$\tau_1 = \frac{\alpha_{\max}}{R\dot{\varphi}_0} a; \quad a \approx 1,243. \quad (3.11)$$

Обычно в преобразователе имеет место упругая деформация тел при ударе. При этом полное время удара

$$\tau_y = 2\tau_1 = 2a \frac{\alpha_{\max}}{R\dot{\varphi}_0}. \quad (3.12)$$

Среднее значение силы удара

$$N_{\text{ср}} = C/\alpha_{\max} \int_0^{\alpha_{\max}} \alpha^{3/2} d\alpha = 2/5 C\alpha_{\max}^{3/2}. \quad (3.12a)$$

При ударе осциллятора (баланса) о неподвижное храповое колесо скорость осциллятора уменьшается, а храповое колесо приобретает некоторую скорость. На основании (3.1) с учетом $N_{\text{ср}}$ можем написать $I_\sigma \ddot{\varphi} = -N_{\text{ср}} R_\sigma$. Интегрируя это уравнение (при $t = 0$, $\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_0$) и подставив в полученное решение $t = \tau_y$, найдем скорость баланса непосредственно после удара:

$$\dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_0 - 1/I_\sigma N_{\text{ср}} R_\sigma \tau_y.$$

Принимая во внимание значения $N_{ср}$ и τ_y , окончательно будем иметь:

$$\dot{\phi}_1 = \dot{\phi}_0(1 - S); \quad S = \frac{I_x}{I_0} \frac{RR_0}{r^2} \frac{a}{\left(1 + \frac{I_x}{I_0} \frac{RR_0}{r^2}\right)}. \quad (3.13)$$

Потеря энергии осциллятора при ударе о неподвижное храповое колесо

$$W_y = 1/2I_0 (\dot{\phi}_0^2 - \dot{\phi}_1^2) - 1/2K (\Phi^2 - \Phi_0^2) (2 - S) S. \quad (3.14)$$

Условие встречи (восстановление контакта) храпового колеса с балансом после удара

$$r \left(\dot{\gamma}_x t - \frac{M_c t^2}{2I_x} \right) = R \dot{\phi}_1 t,$$

где $M_c = M_n + M_{ф.с}$ — среднее значение суммарного момента нагрузки и фиксации; M_n — момент нагрузки, приведенный к оси храпового колеса; $M_{ф.с}$ — среднее значение моментов фиксации и трения в опорах храпового колеса.

При больших углах поворота в рассматриваемом интервале скорость баланса принимаем постоянной. Продолжительность свободного движения баланса и храпового колеса после удара

$$t_{св} = 2I_x/M_c (\dot{\gamma}_x - R/r\dot{\phi}_1).$$

Скорость храпового колеса при встрече с балансом

$$\dot{\gamma}_в = \dot{\gamma}_x - 1/I_x M_c t_{св} = 2R/r\dot{\phi}_1 - \dot{\gamma}_x.$$

Углы свободного поворота храпового колеса $\gamma_в$ и баланса $\Delta\varphi$ до момента встречи:

$$\gamma_в = \gamma_x t_{св} - 1/I_x M_c t_{св}^2; \quad \Delta\varphi = R\dot{\phi}_1 t_{св}.$$

На основании (3.1) с учетом (3.13) скорость храпового колеса непосредственно после удара:

$$\dot{\gamma}_x = R/r \frac{a\dot{\phi}_0}{\left(1 - I_x/I_0 \frac{RR_0}{r^2}\right)}. \quad (3.15)$$

Рассмотрим движение баланса в контакте с храповым колесом после встречи (восстановления контакта) (рис. 3.10, б). Если F — сила, приложенная к импульсному штифту (балансу), F_1 — реакция силы F , M_n — противодействующий момент, то $M_n = FR_1 + \mu Fu$; $M_c = F_1 r_1$ ($F = F_1$). Отсюда $M_n = M_c/r_1 (R_1 + \mu u)$.

Потеря энергии баланса на перемещение храпового колеса

$$W_x = 1/r_1 (M_n + M_{ф.с}) (R_1 + \mu u) (\gamma_ш - \gamma_в), \quad (3.16)$$

где $\gamma_ш$ — угловой шаг храпового колеса.

Скорость храпового колеса в конце совместного движения (в контакте) с балансом

$$\dot{\gamma}_k = R / r \sqrt{K/I_6 (\Phi^2 - \varphi_1^2)},$$

где φ_1 — угол отклонения баланса от положения равновесия в конце совместного движения. Потеря энергии на разгон храпового колеса с учетом $\dot{\gamma}_b$ и $\dot{\gamma}_k$

$$W_p = 1/2 I_x (\dot{\gamma}_k^2 - \dot{\gamma}_b^2). \quad (3.17)$$

При обратном (холостом) движении баланса происходит удар импульсного камня о затылочную сторону зуба храпового колеса (см. рис. 3.10, в). После удара и восстановления контакта между этими элементами баланс поворачивает храповое колесо на небольшой угол γ_2 . Как только импульсный камень соскользнет с затылочной стороны зуба, фиксатор возвращает колесо в исходное положение.

Потеря энергии баланса при ударе о затылочную сторону зуба неподвижного храпового колеса:

$$W_{y1} = K/2 (\Phi^2 - \varphi_{01}^2) (2 - S_1) S_1; S_1 = \frac{I_x R_2 R_z}{I_6 r_2 r_z} \frac{a}{\left(1 + \frac{I_x R_2 R_z}{I_6 r_2 r_z}\right)}, \quad (3.18)$$

где $R_z = R_2 + \mu u_2$; $r_z = r_2 + \mu v_2$.

Потеря энергии баланса при повороте храпового колеса на γ_2

$$W_{x1} = \frac{R_z R_2}{r_2 r_z} (M_n + M_{\phi, c}) \gamma_2. \quad (3.19)$$

Коэффициенты R_2 , r_2 , u_2 , φ_{01} , γ_2 определяются из рис. 3.10. Угол γ_2 составляет лишь небольшую часть половины шага колеса. Суммарная потеря энергии в преобразователе при повороте храпового колеса на один шаг на основании (3.14), (3.16)—(3.19)

$$\sum W = W_y + W_x + W_{y1} + W_{x1} + W_p.$$

Энергия, необходимая для приведения в действие окончательных устройств (устройства вывода временной информации) при повороте храпового колеса на один шаг

$$W_0 = \int_0^{\gamma_{ш}} M_n(\gamma) d\gamma \quad \text{при } M_n = \text{const} \quad W_0 = M_n \gamma_{ш}. \quad (3.20)$$

Рассматривая W_0 как полезную энергию, получим к. п. д. храпового преобразователя

$$\eta = \frac{W_0}{W_y + W_x + W_{y1} + W_{x1} + W_p}. \quad (3.21)$$

Возьмем храповой преобразователь малогабаритных часов, характеризующийся следующими основными данными: $R = 0,33 \cdot 10^{-3}$ м; $r = 0,96 \cdot 10^{-3}$ м; $R_1 = 0,35 \cdot 10^{-3}$ м; $r_1 = 0,95 \cdot 10^{-3}$ м; $\gamma_{ш} = 24^\circ$; $R_2 = 0,17 \cdot 10^{-3}$ м; $r_2 = 0,70 \times 10^{-3}$ м; $\gamma_2 = 4^\circ$; $\varphi_0 = 24^\circ$; $\varphi_{01} = 17^\circ$; $u_2 = 0,96 \cdot 10^{-3}$ м; $v_2 = 0,62 \cdot 10^{-3}$ м; $r_x = = 0,25 \cdot 10^{-3}$ м; $M_{ф.с} = 1,5 \cdot 10^{-5}$ Н·м.

По полученным выше формулам построим кривые зависимости к. п. д. преобразователя от амплитуды колебаний баланса (рис. 3.11). Из рисунка видно, что к. п. д. храпового преобразователя уменьшается при увеличении амплитуды

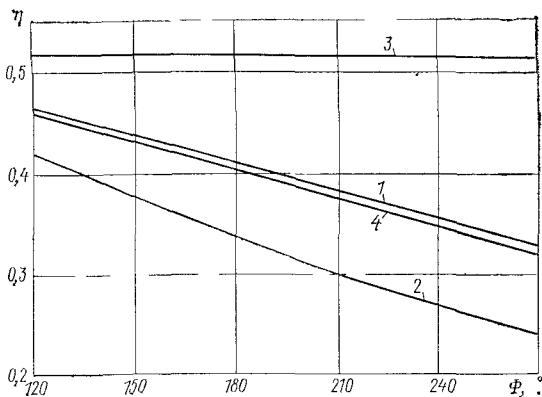


Рис. 3.11. Зависимость к. п. д. η храпового преобразователя от амплитуды колебаний осциллятора Φ :

Кривая	$M_{ф.с} 10^5,$ Н·м	$M_H 10^5,$ Н·м	$K 10^5,$ Н·м	μ
1	1	0,8	6	0,15
2	0,5	0,4	6	0,15
3	1	0,8	0,25	0,15
4	1	0,8	6	0,25

колебаний баланса Φ и при уменьшении момента нагрузки M_H . Кроме того, к. п. д. преобразователя уменьшается при увеличении коэффициента трения μ и заметно увеличивается при уменьшении жесткости волоска K (и при одновременном уменьшении I_6 и I_x).

Вилочный преобразователь

При движении баланса к положению равновесия происходит удар импульсного камня 2 о грань выреза в вилке 1 (рис. 3.12, а). Предполагая точечное касание соударяющихся тел, воспользуемся формулой Герца для определения зависимости между сближением α соударяющихся тел и сжимающей (ударной) силой N при ударе (2.82).

На рис. 3.12, а показаны силы, действующие на детали преобразователя при ударе. Применив ту же последовательность выкла-

док, что и в начале данного параграфа, мы получим уравнение удара

$$\ddot{\alpha} + \ddot{\omega}_0^2 \alpha^{3/2} = 0 \quad \text{при } \alpha = 0, \quad \dot{\alpha}_0 = b\dot{\varphi}_0, \quad (3.22)$$

где

$$\omega_0 = r \sqrt{\frac{C}{I_B} \left(1 + \frac{bb_1 I_B}{r^2 I}\right)}; \quad \alpha = b\varphi - r\gamma. \quad (3.23)$$

Здесь φ_0 — угловая скорость баланса до удара; b , r , u — плечи соответствующих сил; $b_1 = b + \mu u$; I_B — момент инерции вилки;

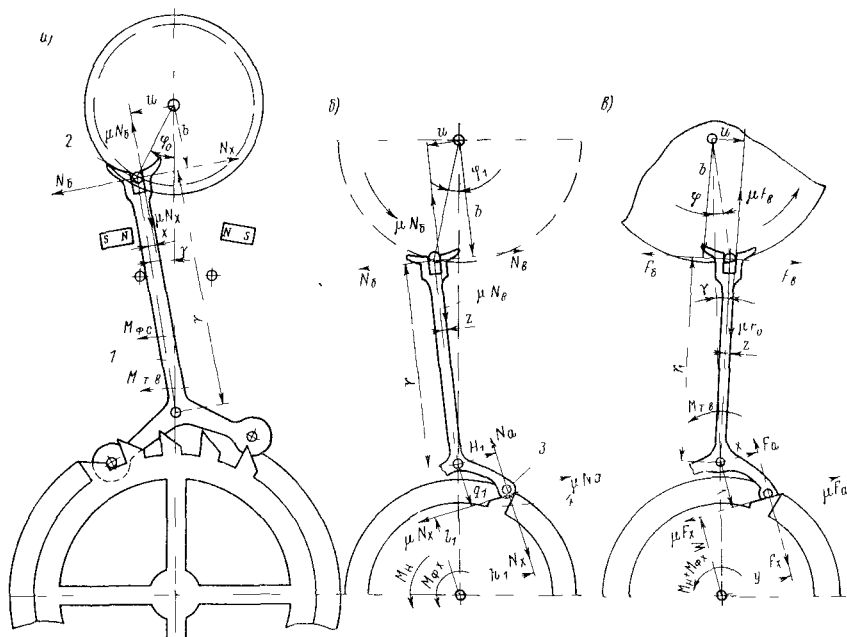


Рис. 3.12. Схемы к расчету вилочного преобразователя: а — удар импульсного камня о грань выреза вилки; б — удар штифта вилки о зуб колеса; в — совместное движение баланса и звеньев преобразователя

φ и γ — углы поворота баланса и вилки. Решая уравнение (3.22) таким же методом, что и (3.6), мы найдем основные параметры ударного процесса. Угловая скорость баланса после удара $\dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_0 (1 - S_1)$,

где

$$S_1 = \frac{I_B}{I_6} \frac{bb_1}{r^2} \frac{a}{\left(1 + \frac{I_B}{I_6} \frac{bb_1}{r^2}\right)}, \quad (3.24)$$

Угловая скорость вилки непосредственно после удара

$$\dot{\gamma}_1 = \frac{b}{r} \frac{a\dot{\varphi}_0}{\left(1 + \frac{I_a}{I_6} \frac{bb_1}{r^2}\right)}. \quad (3.25)$$

Так как $r\dot{\gamma}_1$ несколько больше $b\dot{\varphi}_0$, то может произойти повторный удар, который не рассматривается вследствие малости относительной скорости соударения. Потеря энергии баланса при ударе о неподвижную вилку

$$W_{y1} = 1/2I_{\sigma} (\dot{\varphi}_0^2 - \dot{\varphi}_1^2) = 1/2K (\Phi^2 - \varphi_0^2) (2 - S_1) S_1, \quad (3.26)$$

где φ_0 — половина угла подъема баланса. После удара вилка теряет контакт с балансом ($r\dot{\gamma}_1 > b\dot{\varphi}_1$).

Скорость вилки в момент восстановления контакта с балансом и продолжительность свободного движения вилки равны соответственно:

$$\dot{\gamma}_b = 2b/r\dot{\varphi}_1 - \dot{\gamma}_1; \quad t_b = 2I_b/M_{\phi} (\dot{\gamma}_1 - b/r\dot{\varphi}_1). \quad (3.27)$$

Угол свободного поворота вилки до восстановления контакта с балансом

$$\gamma = \dot{\gamma}_1 t_b - \frac{M_{\phi} t_b^2}{2I_b},$$

где M_{ϕ} — начальное значение момента фиксации вилки.

В двух крайних положениях вилка фиксирована постоянными магнитами. Определим потерю энергии баланса на управление фиксирующим устройством вилки. На основании рис. 3.12, *a* момент сил торможения, действующий на баланс, равен $M_{тp} = N_{\sigma} (b + \mu u)$. Кроме того, $M_{\phi.c} + M_{т.в} - N_x r - \mu N_x = 0$. Так как $N_{\sigma} = N_x$, то

$$M_{тp} = \frac{b + \mu u}{r + \mu x} (M_{\phi.c} + M_{т.в}).$$

Здесь $M_{т.в}$ — момент трения в подшипниках вилки; $M_{\phi.c}$ — среднее значение момента фиксации вилки. Пренебрегая небольшим углом свободного поворота баланса после удара, получим потерю энергии его при движении совместно с вилкой до линии центров

$$W_{\phi 1} = \frac{b + \mu u}{r + \mu x} (M_{\phi.c} + M_{т.в}) \varphi_0.$$

При движении вилки вместе с балансом за линией центров моменты трения $\mu N_{\sigma u}$, μN_x и момент фиксации $M_{\phi.c}$ меняют знак

$$W_{\phi 2} = \frac{b - \mu u}{r - \mu x} (-M_{\phi.c} + M_{т.в}) \varphi_0.$$

Пренебрегая μx , получим выражение для определения потери энергии баланса на управление фиксирующим устройством за половину периода колебаний баланса (с учетом потерь на трение в опоре вилки)

$$W_{\phi} = W_{\phi 1} + W_{\phi 2} = 2/r (\mu u M_{\phi.c} + b M_{т.в}) \varphi_0. \quad (3.28)$$

После первого удара и восстановления контакта между вилкой и балансом начинается их совместное движение. При отклонении баланса от положения равновесия на некоторый угол

φ_1 ($|\varphi_1| < |\varphi_0|$) происходит удар штифта (палеты) 3 вилки о поверхность зуба 4 неподвижного спускового колеса (рис. 3.12, б). В результате этого удара (второго) колесу сообщается некоторая скорость, а скорость вилки резко уменьшается, что вызывает третий удар, но уже между вилкой и балансом. При этом скорость баланса уменьшается. Удар вилки о неподвижное спусковое колесо описывается уравнением (3.22), в котором ω_0 и α имеют следующие значения:

$$\omega_0^2 = Ch_1(h_1 - \mu l_1) \left(1 - \frac{A_1 H_1 I_x}{h_1 I_B}\right) 1/I_x;$$

$$\alpha = H_1 \gamma - h_1 \beta; \quad A_1 = \frac{H_1 + \mu g_1}{h_1 - \mu l_1},$$

где C определяется по формуле (3.10) с учетом материалов соударяющихся тел; h_1 , l_1 , H_1 , g_1 — плечи сил ударного действия N_a и N_x ; I_x — момент инерции спускового колеса; β — угол поворота спускового колеса.

Начальные условия для уравнения (3.22): $t = 0$ при $\alpha = 0$ и $\dot{\alpha}_0 = H_1 \dot{\gamma}_2$; $\dot{\gamma}_2 = b/r \dot{\varphi}_2$;

$$\dot{\varphi}_2 = \sqrt{K/I_0 (\Phi^2 - \varphi_1^2)} (1 - S_1). \quad (3.29)$$

Здесь $\dot{\gamma}_2$ и $\dot{\varphi}_2$ — угловые скорости вилки и баланса до удара. Решая (3.22) для приведенных начальных условий, получим основные параметры удара. В рассматриваемом случае нас интересует состояние тел после удара. Угловая скорость спускового колеса и угол свободного поворота его после удара равны:

$$\beta_x = \frac{H_1 b}{h_1 r} \frac{a \varphi_2}{\left(1 + p \frac{I_x}{I_B}\right)}; \quad \beta_x = \frac{I_x \dot{\beta}_x^2}{2(M_H + M_{\Phi.x})}; \quad p = A_1 \frac{H_1}{h_1}. \quad (3.30)$$

Здесь $M_{\Phi.x}$ — суммарный момент фиксации и трения спускового колеса.

Угловая скорость вилки после удара

$$\dot{\gamma}_3 = \dot{\gamma}_2 (1 - S_2); \quad S_2 = p \frac{I_x}{I_a} \frac{a}{\left(1 + p I_x / I_B\right)}. \quad (3.31)$$

Так как скорость вилки при соударении со спусковым колесом уменьшилась и стала равной $\dot{\gamma}_3$ ($\dot{\gamma}_3 < \dot{\gamma}_2$), то произойдет удар вилки о баланс (третий удар), причем скорости баланса и вилки до этого удара равны соответственно φ_2 и $\dot{\gamma}_3$. Рассмотрим этот случай подробно, так как до сих пор мы имели дело с соударением двух тел, когда одно из них до удара неподвижно. Дифференциальные уравнения движения баланса и вилки во время удара:

$$I_0 \ddot{\varphi} + N_6 b + \mu N_6 u = 0; \quad I_B \ddot{\gamma} - N_B r - \mu N_B z = 0, \quad (3.32)$$

где N_6 и N_B — силы ударного действия ($N_6 = N_B$).

Пренебрегаем μN_{Bz} по сравнению с $N_B r$ ввиду малости z . Интегрируя эти уравнения при $t = 0$, $\dot{\phi} = \dot{\phi}_2$ и $\dot{\gamma} = \dot{\gamma}_3$, получим:

$$\dot{\phi} = \dot{\phi}_2 - I_a / I B_1 (\dot{\gamma} - \dot{\gamma}_3); \quad B_1 = \frac{b + \mu u}{r}. \quad (3.33)$$

Так как сближение тел при ударе $\alpha = b\phi - r\gamma$, то

$$\dot{\alpha} = b\dot{\phi} - r\dot{\gamma}; \quad \dot{\gamma} = b/r\dot{\phi} - 1/r\dot{\alpha}. \quad (3.34)$$

Подставив в (3.34) $\dot{\phi}$ из (3.33) и продифференцировав, получим

$$\dot{\gamma}(1 + B_1 b/r I_a / I_0) = 1/r\dot{\alpha}. \quad (3.35)$$

На основании (3.32) и (2.82)

$$\ddot{\gamma} = N_B r / I_B = N r / I_B = r / I_B C \alpha^{3/2}.$$

Подставив $\ddot{\gamma}$ в (3.35), мы придем к следующему уравнению удара

$$\ddot{\alpha} + \omega_0^2 \alpha^{3/2} = 0; \quad \omega_0^2 = \frac{r^2 C}{I_B} \left(1 + B_1 \frac{b I_B}{r I}\right). \quad (3.36)$$

Начальные условия: $t = 0$, $\alpha = 0$, $\dot{\alpha}_0 = b\dot{\phi}_2 - r\dot{\gamma}_3$. На основании (3.29) и (3.31) $\dot{\alpha}_0 = b\dot{\phi}_2 - r\dot{\gamma}_2(1 - S_2) = b\dot{\phi}_2 - b\dot{\phi}_2(1 - S_2) = bS_2\dot{\phi}_2$.

В результате решения (3.36) мы получим угловую скорость баланса непосредственно после третьего удара при $t = \tau_y$ (τ_y — продолжительность удара):

$$\dot{\phi}_3 = \dot{\phi}_2(1 - S_3); \quad S_3 = \frac{I_B}{I_0} \frac{bb_1}{r^2} \frac{aS_2}{\left(1 + B_1 \frac{b}{r} \frac{I_B}{I}\right)}. \quad (3.37)$$

Потеря энергии баланса вследствие совместного удара баланс—вилка — спусковое колесо

$$W_{y_2} = 1/2 I_0 (\dot{\phi}_2^2 - \dot{\phi}_3^2) = 1/2 I_0 (2 - S_3) S_3 \dot{\phi}_2^2. \quad (3.38)$$

После удара спусковое колесо теряет контакт с вилкой. При этом колесо сначала свободно поворачивается по часовой стрелке, преодолевая моменты нагрузки и фиксации, а затем движется в обратном направлении до встречи зуба колеса со штифтом вилки. Нетрудно показать, что угловая скорость колеса при встрече с вилкой

$$\dot{\beta}_B = 2 \frac{H_1}{h_1} \frac{b}{r} \dot{\phi}_3 - \dot{\beta}_X, \quad (3.39)$$

где $\dot{\beta}_X$ определяется по формуле (3.30).

Рассмотрим теперь последний этап — этап совместного движения баланса, вилки и спускового колеса, причем на этом этапе движущим звеном является баланс. На рис. 3.12, в показаны силы и моменты, действующие на отдельные звенья преобразо-

вателя. Дифференциальные уравнения баланса, вилки и спускового колеса:

$$I_6\ddot{\varphi} + K\varphi + F_6(b + \mu u) = 0; \quad (3.40)$$

$$I_B\ddot{\gamma} + F_B(r_1 - \mu z) - F_a(x + \mu v) - M_{T.B} = 0; \quad (3.41)$$

$$I_X\ddot{\beta} + F_X(y - \mu\omega) - M_{\Phi.X} - M_H = 0. \quad (3.42)$$

Здесь F_6 , F_B , F_a , F_X — силы, действующие на баланс, вилку и спусковое колесо; r_1 , x , v , y , ω , u , b определяются на основании рис. 3.12, ν .

Баланс, вилка и спусковое колесо находятся в кинематической связи. Для сравнительно небольших углов поворота можно принять:

$$\gamma = i_1\varphi; \quad \beta = i_2\varphi, \quad (3.43)$$

где i_1 и i_2 — средние значения передаточных отношений между вилкой и балансом и между спусковым колесом и балансом. Уравнение движения баланса с учетом (3.41)—(3.43) приводится к виду

$$\ddot{\varphi} + \omega_1^2\varphi = -\omega_1^2\rho_1, \quad (3.44)$$

где $\omega_1^2 = K/I_{\text{пр}}$; $I_{\text{пр}} = I_X i_2 F(\varphi) + I_B i_1 f(\varphi) + I_6$;

$$\rho_1 = 1/K [(M_H + M_{\Phi.X})F(\varphi) + M_{T.B}f(\varphi)]; \quad \varphi_1 \leq \varphi \leq \varphi_4; \quad (3.45)$$

$$F(\varphi) = f(\varphi) \frac{x + \mu v}{y - \mu \omega}; \quad f(\varphi) = \frac{b + \mu u}{r_1}.$$

($\varphi_4 = \varphi_0$ — половина угла подъема баланса). Значения плеч (x , v , y и др.) соответствующих сил зависят от угла поворота баланса на рассматриваемом участке. В равенствах (3.45) мы берем средние значения функции $F(\varphi)$ и $f(\varphi)$ при изменении угла φ от φ_1 до φ_4 . Решая (3.44) для начальных условий при $t_0 = 0$, $\varphi = -\varphi_1$ и $\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_3$, получим угловую скорость баланса на данном участке

$$\dot{\varphi} = \omega_1 \sqrt{(\dot{\varphi}_3/\omega_1)^2 + \varphi_1^2 - \varphi^2 - 2\rho_1(\varphi_1 + \varphi)}.$$

Скорость баланса в конце участка при $\varphi = \varphi_4$

$$\dot{\varphi}_4 = \omega_1 \sqrt{(\dot{\varphi}_3/\omega_1)^2 + \varphi_1^2 - \varphi_4^2 - 2\rho_1(\varphi_1 + \varphi_4)}.$$

При отсутствии момента нагрузки и моментов $M_{\Phi.X}$ и $M_{T.B}$ скорость баланса

$$\dot{\varphi}'_4 = \omega_1 \sqrt{(\dot{\varphi}_3/\omega_1)^2 + \varphi_1^2 - \varphi_4^2}.$$

Потеря энергии баланса при повороте спускового колеса на половину шага

$$W_x = 1/2 I_{\text{пр}} [(\dot{\varphi}'_4)^2 - (\dot{\varphi}_4)^2].$$

Подставив значения $\dot{\varphi}_1^1$ и $\dot{\varphi}_4$, получим

$$W_x = [(M_n + M_{\phi x})F(\varphi) + M_{r.в}f(\varphi)](\varphi_1 + \varphi_4). \quad (3.46)$$

Скорость спускового колеса и вилки в конце участка при $\varphi = \varphi_4$ соответственно:

$$\dot{\beta}_0 = i_2 \dot{\varphi}_4; \quad \dot{\gamma}_0 = i_1 \dot{\varphi}_4. \quad (3.47)$$

На основании (3.39) и (3.47) потеря энергии на разгон спускового колеса

$$W_{p.к} = 1/2 I_x (\dot{\beta}_0^2 - \dot{\beta}_a^2). \quad (3.48)$$

Учитывая (3.27) и (3.47), получим потерю энергии на разгон вилки

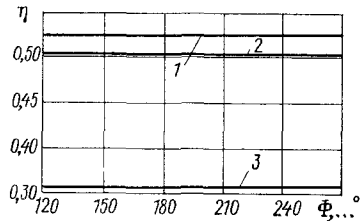
$$W_{p.в} = 1/2 I_B (\dot{\gamma}_0^2 - \dot{\gamma}_a^2). \quad (3.49)$$

Обычно потери энергии $W_{p.к}$ и $W_{p.в}$ значительно меньше других потерь в преобразователе, так как $I_x \ll I_6$, $I_B \ll I_6$ и малы разности квадратов скоростей в выражениях (3.48) и (3.49). Суммарная потеря энергии на приведение в действие преобразователя движения за половину периода колебания баланса на основании (3.26), (3.28), (3.38), (3.46), (3.48) и (3.49) равна $\Sigma W = W_{y1} + W_{y2} + W_{\phi} + W_x + W_{p.к} + W_{p.в}$.

Энергия (полезная), необходимая для приведения в действие зубчатой передачи и окончных устройств часов при повороте

Рис. 3.13. Кривые зависимости к. п. д. вилочного преобразователя от амплитуды колебаний баланса:

Кривая	$M_n \cdot 10^5$, Н·м	μ
1	1,0	0,20
2	1,0	0,35
3	0,2	0,20



спускового колеса на половину шага, в общем случае равна

$$W_0 = \int_0^{\beta_{ш}/2} M_r(\beta) d\beta = 1/2 M_n \beta_{ш} \quad (M_n = \text{const}).$$

Коэффициент полезного действия вилочного преобразователя

$$\eta = \frac{W_0}{W_{y1} + W_{y2} + W_{\phi} + W_x + W_{p.к} + W_{p.в}}. \quad (3.50)$$

Возьмем следующие исходные данные для вилочного преобразователя: $M_{\phi} = 0,9 \cdot 10^{-5}$ Н·м; $M_{\phi.с} = 0,5 \cdot 10^{-5}$ Н·м; $M_{\phi.к} = 0,3 \cdot 10^{-5}$ Н·м; $M_{r.в} = 0,02 \times 10^{-5}$ Н·м; $\varphi_0 = 30^\circ$; $\beta_{ш} = 15^\circ$; $r = r_1 = 10,3 \cdot 10^{-3}$ м; $b = b_2 = 2,6 \cdot 10^{-3}$ м; $l_1 = h_1 = 1,8 \cdot 10^{-3}$ м; $g_1 = 1,0 \cdot 10^{-3}$ м; $\omega = 1,9 \cdot 10^{-3}$ м; $y = 1,7 \cdot 10^{-3}$ м; $v = 1,45 \cdot 10^{-3}$ м; $x = 1,3 \cdot 10^{-3}$ м; $u = 1,4 \cdot 10^{-3}$ м; $I_B/I_6 = 0,01$; $I_x/I_B = 1$; $i_1 = 0,33$; $i_2 = 0,25$; $T = 0,4$ с; $K = 0,25 \cdot 10^{-5}$ Н·м. При $\mu = 0,2F(\varphi)_{cp} = 0,3195$;

$f(\varphi)_{ср} = 0,3612$; $P = 0,527$. При $\mu = 0,35$ $F(\varphi)_{ср} = 0,4785$; $f(\varphi)_{ср} = 0,3820$; $P = 0,790$. Основные детали преобразователя изготовлены из стали.

На рис. 3.13 построены кривые зависимости к. п. д. вилочного преобразователя от амплитуды колебаний баланса. Из рисунка видно, что при увеличении момента нагрузки M_H и уменьшении коэффициента трения μ к. п. д. преобразователя увеличивается. Увеличение амплитуды колебаний баланса Φ не вызывает существенного изменения к. п. д.

Палетно-червячный преобразователь

На рис. 3.14 показаны силы и моменты, действующие на палетно-червячный преобразователь при взаимодействии зуба 2 храпового колеса с палетой 1. При встрече зуба с палетой происходит

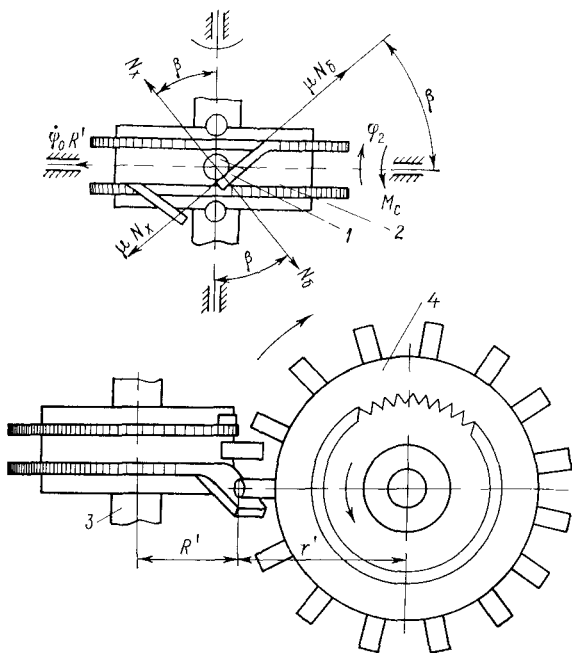


Рис. 3.14. Схема к расчету к. п. д. палетно-червячного преобразователя

удар; N_6 и N_x — силы ударного действия; $90^\circ - \beta$ — угол наклона палет к оси Z баланса; R' — расстояние от центра вращения баланса до точки контакта зуба храпового колеса с палетой; R' — расстояние от центра вращения храпового колеса с палетой; r' — расстояние от центра вращения храпового колеса 4 до точки контакта зуба с палетой. Дифференциальные уравнения движения баланса и храпового колеса во время удара палеты о зуб колеса:

$$I_6 \ddot{\varphi} + N_6 R_z = 0; \quad I_x \ddot{\gamma} - N_x r_z = 0, \quad (3.51)$$

где $R_z = R' (\sin \beta + \mu \cos \beta)$; $r_z = r' (\cos \beta - \mu \sin \beta)$.

Сближение двух тел при ударе

$$\alpha = R\varphi - r\gamma, \quad R = R' \sin \beta; \quad r = r' \cos \beta. \quad (3.52)$$

Здесь φ и γ — углы поворота баланса и храпового колеса. На основании (3.51) с учетом (3.52) получаем уравнение удара

$$\ddot{\alpha} + \omega_0^2 \alpha^{3/2} = 0. \quad (3.53)$$

Здесь

$$\omega_0^2 = rr_z \left[\frac{C}{I_x} \left(1 + \frac{RR_z I_x}{rr_z I_G} \right) \right],$$

где C определяется по формуле (2.82). Решая (3.53) для $t = 0$ при $\alpha_0 = 0$ и

$$\dot{\alpha}_0 = R\dot{\varphi}_0 = R \sqrt{K/I_G (\Phi^2 - \varphi_0^2)},$$

получим основные параметры удара, определяемые по формулам (3.9), (3.10), (3.12) и (3.13). Решая уравнение баланса при ударе $I\ddot{\varphi} + N_{cp}R_z = 0$ ($t = 0$, $\varphi = \varphi_0$ и $\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_0$), будем иметь

$$\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_0 - \frac{N_{cp}R_z t}{I}.$$

Подставив N_{cp} и $t = \tau_y$ на основании (3.12a) и (3.12), получим угловую скорость баланса непосредственно после удара:

$$\dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_0 (1 - S_4); \quad S_4 = \frac{ap_0}{1 + p_0}; \quad p_0 = \frac{RR_z I_x}{rr_z I_G}. \quad (3.54)$$

Потеря энергии баланса при ударе о неподвижное храповое колесо

$$W_y = 1/2 I_G (\dot{\varphi}_0^2 - \dot{\varphi}_1^2) = 1/2 K (\Phi^2 - \varphi_0^2) S_4 (2 - S_4). \quad (3.55)$$

Решая уравнение движения храпового колеса при ударе $I_x \ddot{\gamma} - N_{cp}R_z = 0$ ($t = 0$, $\dot{\gamma} = 0$), получим угловую скорость храпового колеса непосредственно после удара

$$\dot{\gamma}_1 = R/r \frac{a\dot{\varphi}_1}{(1 + p_0)}. \quad (3.56)$$

После удара зуб храпового колеса теряет контакт с палетой, так как $r\dot{\gamma} > R\dot{\varphi}_1$. При свободном повороте храпового колеса после удара зависимости угла поворота и скорости от времени t определяются по формулам:

$$\gamma = \dot{\gamma}_1 t - 1/2 t^2 / I_x (M_H + M_{\phi, x}); \quad \dot{\gamma} = \dot{\gamma}_1 - t / I_x (M_H + M_{\phi, x}). \quad (3.57)$$

Пусть $t = t_b$ — время, по истечении которого восстанавливается механический контакт между палетой баланса и зубом храпового колеса. В этом случае t_b будет определяться из выражения

$$r' \left[\dot{\gamma}_1 t_b - \frac{(M_H + M_{\phi, x}) t_b^2}{2 I_x} \right] = \dot{\varphi}_1 t_b R' \operatorname{tg} \beta.$$

Откуда

$$t_b = \frac{2I_x}{r'(M_n + M_{\phi, x})} (r' \dot{\gamma}_1 - \dot{\phi}_1 R' \operatorname{tg} \beta). \quad (3.58)$$

Угол свободного поворота баланса за время t_b равен $\Delta\varphi = \dot{\phi}_1 t_b$. Угловая скорость храпового колеса в момент встречи (восстановления контакта) с балансом на основании (3.57) и (3.58)

$$\dot{\gamma}_b = \dot{\gamma}_1 - t_b/I_x (M_n + M_{\phi, x}) = 2\dot{\phi}_1 R/r - \dot{\gamma}_1. \quad (3.59)$$

После встречи зуба храпового колеса с балансом происходят скольжение зуба колеса по поверхности палеты и принудительный поворот колеса на половину углового шага $1/2\gamma_{ш}$. Уравнения движения баланса и храпового колеса на этом участке:

$$I_6 \ddot{\phi} + K\phi = -N_6 (R + \mu R_1); \quad I_x \ddot{\gamma} = M_n + M_{\phi, x} - N_x (r - \mu r_1),$$

где $R_1 = R' \cos \beta$; $r_1 = r' \sin \beta$. Кроме того,

$$-\frac{\gamma r'}{\phi R'} = \operatorname{tg} \beta,$$

или

$$\gamma = -\frac{R' \sin \beta}{r' \cos \beta} \phi = -\frac{R_1}{r_1} \phi = -i\phi; \quad \ddot{\gamma} = -i\ddot{\phi}. \quad (3.60)$$

Для данного случая N_6 — сила, действующая на палету, а N_x — на зуб храпового колеса в интервале угла импульса. Так как $N_6 = N_x$, то уравнение движения баланса с учетом (3.60) приводится к виду

$$\ddot{\phi} + \omega_1^2 \phi = -\omega_1^2 \rho_2, \quad (3.61)$$

где

$$\rho_2 = D/K(M_n + M_{\phi, x}); \quad D = \frac{R + \mu R_1}{r - \mu r_1}; \quad \omega_1^2 = K/I_{пр};$$

$$I_{пр} = I_6 + R_1/r_1 D I_x.$$

Решая (3.61) для $t = 0$ при $\phi = \phi_1 = \phi_0 + \Delta\phi$, $\dot{\phi} = \dot{\phi}_1$, получим угловую скорость баланса в конце рассматриваемого участка, т. е. в конце импульса при $\phi = \phi_2$,

$$\dot{\phi}_2 = \omega_1 \sqrt{(\dot{\phi}_1/\omega_1)^2 + \phi_1^2 - \phi_2^2 - 2\rho_2(\phi_2 - \phi_1)},$$

где $\phi_2 - \phi_1 = \phi_4$ — фактический угол импульса баланса, который мало отличается от расчетного угла импульса, так как $\phi_1 \approx \phi_0$. Угловая скорость баланса в конце импульса при отсутствии момента нагрузки и фиксации, т. е. при $M_n = 0$, $M_{\phi, x} = 0$,

$$\dot{\phi}_3 = \omega_1 \sqrt{(\dot{\phi}_1/\omega_1)^2 + \phi_1^2 - \phi_2^2}.$$

Потеря энергии баланса на рассматриваемом участке при повороте храпового колеса на половину шага

$$W_n = 1/2 I_{пр} (\dot{\phi}_3^2 - \dot{\phi}_2^2) = D (M_n + M_{\phi, x}) \phi_4. \quad (3.62)$$

Здесь $\varphi_4 = 1/2\gamma_{ш}/i$; $D(M_n + M_{ф.х})$ — момент сопротивления, приведенный к оси баланса. Скорость храпового колеса после импульса

$$\dot{\gamma}_2 = i\dot{\varphi}_2. \quad (3.63)$$

Потеря энергии на разгон храпового колеса в интервале угла импульса на основании (3.59) и (3.63)

$$W_p = 1/2I_x(\dot{\gamma}_2^2 - \dot{\gamma}_B^2). \quad (3.64)$$

Полный расход энергии при повороте храпового колеса на половину шага (за половину периода колебания баланса) на основании (3.55), (3.62) и (3.64)

$$\Sigma W = W_y + W_n + W_p.$$

Формула (3.20) для рассматриваемого случая

$$W_0 = \int_0^{\gamma_{ш}/2} M_n(\gamma) d\gamma = 1/2M_n\gamma_{ш} \quad (M_n = \text{const}).$$

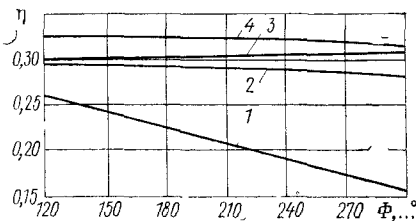
Коэффициент полезного действия палетно-червячного преобразователя

$$\eta = \frac{W_0}{W_y + W_n + W_p}. \quad (3.65)$$

Возьмем следующие исходные данные для палетно-червячного преобразователя: $\beta = 30^\circ$; $\varphi_0 = 12^\circ$; $\varphi_4 = 32^\circ$; $r' = 3,5 \cdot 10^{-3}$ м; $R' = 2,5 \cdot 10^{-3}$ м; число зубьев храпового колеса $z = 15$. Соприкосновение зуба латунного храпового колеса с плоскостью стальной палеты происходит в сфере радиуса $0,8 \cdot 10^{-3}$ м; $M_n = 0,8 \cdot 10^{-5}$ Н·м; $M_{ф.х} = 1 \cdot 10^{-5}$ Н·м; $T = 0,4$ с.

Рис. 3.15. Зависимость к. п. д. η палетно-червячного преобразователя от амплитуды колебаний осциллятора Φ :

Кривая	$K \cdot 10^5$, Н·м	U	I_x/I_0
1	6,00	0,20	0,01
2	6,00	0,20	0,001
3	0,25	0,20	0,001
4	6,00	0,15	0,001



На рис. 3.15 приведены зависимости к. п. д. палетно-червячного преобразователя от амплитуды колебаний Φ . Из рисунка видно, что при увеличении коэффициента трения μ к. п. д. преобразователя уменьшается (кривые 2 и 4). Одновременно уменьшение момента инерции баланса I_0 и жесткости волоска K при $I_x/I_0 = \text{const}$ и $I_x/T_0 = \text{const}$ вызывает некоторое увеличение к. п. д. (кривые 2 и 3), так как при этом уменьшается потеря энергии баланса при ударе о храповое колесо. При увеличении момента инерции храпового колеса I_x возрастает потеря энергии баланса при соударении. Это вызывает уменьшение к. п. д., в особенности при больших амплитудах колебаний баланса (кривые 1 и 2).

Шаговый электродвигатель

На рис. 3.16 показаны силы и моменты сил, действующие на детали электрохимического шагового двигателя, рассмотренного в п. 3.1 (см. рис. 3.6).

При протекании тока по обмотке катушки 1 возбуждается сила $F_{и}$, перемещающая магнитную систему 2 двигателя относительно неподвижной катушки:

$$F_{и}F_{1}i' - P_{0}\dot{y}; \quad F_{1} = 2\pi r_{и}N_{и}B;$$

$$P_{0} = \frac{4\pi^2}{R_{и}}(r_{и}N_{и}B)^2; \quad i' = U/R_{и}, \quad (3.66)$$

где $N_{и}$ — число витков катушки; B — индукция в рабочем зазоре, Т; $r_{и}$ — средний радиус катушки, м; $R_{и}$ — активное сопротивление катушки, Ом; U — напряжение источника питания, В; i' — ток импульса, А.

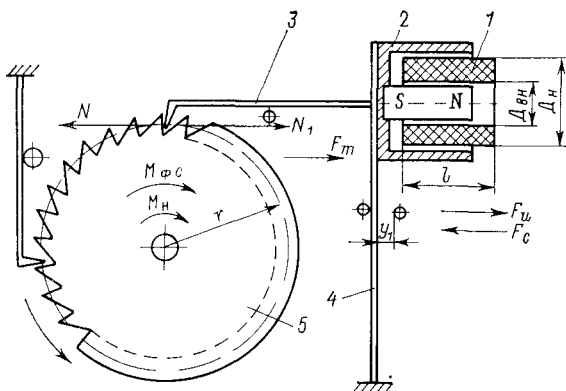


Рис. 3.16. Схема к определению расчетных соотношений для электрохимического шагового двигателя

Дифференциальное уравнение движения магнитной системы 2 при протекании тока по обмотке импульсной катушки:

$$\ddot{y} + \omega_0^2 y + 2h\dot{y} = \omega_0^2 R_0; \quad 0 \leq y \leq y_1. \quad (3.67)$$

где

$$R_0 = (F_{1}i' - F_c - Ky_0)/K; \quad \omega_0^2 = K/m; \quad 2h = P_0/m. \quad (3.68)$$

Здесь y_1 — максимальное перемещение (ход) магнитной системы; F_c — суммарная сила сопротивления при движении магнитной системы вправо, т. е. по направлению к неподвижной катушке; K — жесткость плоской пружины; y_0 — начальное смещение (изгиб) пружины; m — приведенная масса магнитной системы.

Решая (3.67) для $t = 0$ при $y = \dot{y} = 0$, получим

$$y = R_0 [1 - \omega_0/\omega_1 e^{-ht} \sin(\omega_1 t + \alpha_0)], \quad (3.69)$$

где

$$\sin \alpha_0 = \omega_1/\omega_0; \quad \omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 - h^2}.$$

Подставив в (3.69) $y = y_1$ и $t = t_1$, будем иметь

$$y_1 = R_0 [1 - (\omega_0/\omega_1) e^{-ht} \sin(\omega_1 t_1 + \arcsin \omega_1/\omega_0)].$$

Из этого уравнения определяем продолжительность движения магнитной системы до правого упора. При малых значениях y_1 скорость перемещения \dot{y} магнитной системы мала, при этом $F_1 i' \gg P_0 \dot{y}$.

Приняв в (3.67) $h = 0$, получим

$$y_1 = R_0 (1 - \cos \omega_0 t_1); \quad t_1 = 1/\omega_0 \arccos \frac{R_0 - y_1}{R_0}. \quad (3.70)$$

Скорость магнитной системы в конце участка при $y = y_1$

$$\dot{y}_1 = R_0 \omega_0 \sin \omega_0 t_1 = \omega_0 \sqrt{y_1 (2R_0 - y_1)}.$$

Надежность функционирования двигателя достигается при условии, если в конце участка скорость магнитной системы будет несколько больше 0, т. е. $2R_0 - y_1 > 0$. На основании (3.68)

$$F_1 i' > K (2y_0 + y_1) + F_c. \quad (3.71)$$

После прекращения импульса тока магнитная система с толкающей собачкой 3 будет перемещаться в обратном направлении под действием силы упругости плоской пружины 4. При этом собачка 3 поворачивает храповое колесо 5 против часовой стрелки на, один шаг.

Уравнения движения храпового колеса и магнитной системы с толкающей собачкой:

$$I_x \ddot{\alpha} - Nr + M_H + M_{\phi, c} = 0; \quad (3.72)$$

$$m \ddot{y} + K (y - y_1 - y_0) + N_1 + F_T = 0. \quad (3.73)$$

Кроме того, $y = r\alpha$. Здесь r — радиус окружности храпового колеса; N , N_1 — силы взаимодействия толкающей собачки с храповым колесом ($N = N_1$); F_T — сила сопротивления при движении магнитной системы; α — угол поворота храпового колеса.

Так как $\dot{y} = r\dot{\alpha}$, то (3.72) при помощи (3.73) приводится к виду

$$\ddot{\alpha} + \omega^2 \alpha = \omega^2 \rho_1, \quad (3.74)$$

где

$$\omega^2 = \frac{Kr^2}{I_x + mr^2}; \quad \rho_1 = \frac{Kr (y_0 + y_1) - M_H - M_{\phi, c} - F_T r}{Kr^2} \quad (3.75)$$

Решая (3.74) для $t = 0$ при $\alpha_0 = 0$ и $\dot{\alpha}_0 = 0$, получим:

$$\alpha = \rho_1 (1 - \cos \omega t); \quad \ddot{\alpha} = \omega \sqrt{\alpha (2\rho_1 - \alpha)}.$$

Если $\alpha_{ш}$ — угловой шаг храпового колеса, то продолжительность движения колеса на угловой шаг

$$t_2 = 1/\omega \arccos \left(1 - \frac{\gamma_{ш}}{\rho_1} \right). \quad (3.76)$$

Скорость колеса в конце участка

$$\dot{\alpha}_1 = \omega \sqrt{\alpha_{ш} (2\rho_1 - \alpha_{ш})}.$$

Необходимо, чтобы $2\rho_1 - \alpha_{ш} > 0$. На основании (3.75)

$$K (2y_0 + y_1) > 2/r (M_H + M_{ф.с} F_T r). \quad (3.77)$$

Таким образом, надежное функционирование двигателя обеспечивается при одновременном выполнении неравенств (3.71) и (3.77).

Дополнительный угол поворота и продолжительность движения храпового колеса по инерции:

$$\Delta \alpha = 1/2 \frac{I_x \dot{\alpha}_1^2}{M_H + M_{ф.с}}; \quad t_3 = \frac{I_x \dot{\alpha}_1}{M_H + M_{ф.с}}. \quad (3.78)$$

Продолжительность возврата храпового колеса в исходное фиксированное положение под действием фиксатора

$$t_4 = \sqrt{\frac{2I_x \Delta \alpha}{M_{ф.с} - M_H}}. \quad (3.79)$$

Период повторения П-образных импульсов тока, питающего импульсную катушку,

$$T_H \geq t_1 + t_2 + t_3 + t_4. \quad (3.80)$$

Полученные формулы позволяют определить значения основных параметров двигателя.

Расход энергии источника питания за один цикл работы двигателя

$$W_{p.c} = \int_0^{t_1} \frac{U(U - e_H)}{R_H} dt,$$

где $e_H = a_0 \dot{y}$ — индукционная э. д. с., наведенная в обмотке импульсной катушки ($a_0 = 2\pi B r_H N_H$). Так как $\dot{y} dt = dy$, то

$$W_{p.c} = U/R_H \left(U \int_0^{t_1} dt - a_0 \int_0^{y_1} dy \right) = U/R_H (U t_1 - a_0 y_1). \quad (3.81)$$

Энергия, необходимая для приведения в действие выходных информационных устройств за цикл работы преобразователя,

$$W_0 = \int_0^{\alpha_{\text{ш}}} M_n(\alpha) d\alpha = M_n \alpha_{\text{ш}} \quad (\text{при } M_n = \text{const}).$$

Коэффициент полезного действия шагового двигателя

$$\eta = W_0/W_{p.c.} \quad (3.82)$$

Возьмем следующие исходные данные. Длина, ширина, толщина и модуль упругости материала упругой пластинки соответственно: $l_0 = 28 \cdot 10^{-3}$ м; $h_1 = 5 \cdot 10^{-3}$ м; $b = 0,2 \cdot 10^{-3}$ м; $E = 2,1 \cdot 10^{11}$ Н/м². При этом $K = 3EJ/l_0^3 = 91$ Н/м. Далее: $m = 1 \cdot 10^{-3}$ кг; $I_x = 0,3 \cdot 10^{-9}$ кг·м²; $y_0 = 0,1 \cdot 10^{-3}$ м; $y_1 = 0,2 \cdot 10^{-3}$ м; $F_c = 0,25 \cdot 10^{-2}$ Н; $F_T = 0,5 \cdot 10^{-3}$ Н; $r = 2 \cdot 10^{-3}$ м; $\alpha_{\text{ш}} = 6^\circ$. Параметры магнитной системы: $D_n = 6 \cdot 10^{-3}$ м; $D_{\text{вн}} = 3 \cdot 10^{-3}$ м; $l = 5 \cdot 10^{-3}$ м; диаметр провода $d = 0,03 \cdot 10^{-3}$ м; $B = 0,10$ Т. Число витков и активное сопротивление обмотки катушки: $N_n = \frac{4(D_n - D_{\text{вн}})lK_3}{\pi d^2} = 10\,600$; $R_n = \frac{2\rho(D_n + D_{\text{вн}})N_n}{d^2} = 3650$ Ом; коэффициент заполнения $k_3 = 0,5$. Пользуясь формулой (3.66), находим $F_1 = 15$ Н/А; ток в обмотке катушки $i' = 2 \cdot 10^{-3}$ А; $M_n = 3,0 \cdot 10^{-7}$ Н·м; $M_{\text{ф.с}} = 35 \cdot 10^{-7}$ Н·м. Для приведенных исходных данных неравенства (3.71) и (3.77) удовлетворяются. На основании (3.80) находим минимальный период повторения импульсов тока $I_{\text{пр}} \geq 17,3 \cdot 10^{-3}$ с. Для приведенных выше параметров расход энергии источника питания за один цикл работы двигателя $W_{p.c.} = 5 \cdot 10^{-6}$ Дж; к. п. д. двигателя $\eta = 6\%$.

Выполненные выше исследования позволили наметить некоторые пути увеличения к. п. д. преобразователей. Однако поскольку к. п. д. является функцией многих параметров, то актуальной и вместе с тем сложной задачей является определение оптимальных параметров преобразователя по критерию максимума к. п. д. при накладывании определенных ограничений на возможные значения его геометрических размеров.

4.1. МЕХАНИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ (СПУСКОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ)

Классификация

На схеме 4.1 приведен принцип действия механических приборов времени. Осциллятор в определенной фазе колебания, действуя на систему освобождения спуска, освобождает колесную систему. При этом от постоянного источника энергии (пружинный двигатель) через систему привода спуска поступает импульс энергии осциллятору, возбуждающий автоколебания осциллятора. Таким образом, колебательная система управляет работой спуска (система освобождения), но вместе с тем спуск (система привода) управляет движением колебательной системы (сообщает колебательной системе импульсы энергии). Подобное обратное воздействие характерно для всякой автоколебательной системы и носит название обратной связи.

Автономные автоколебательные системы — это такие системы, которые совершают незатухающие колебания за счет постоянного источника энергии, причем поступление энергии извне на преодоление сопротивлений регулируется самой системой. В установившемся автоколебательном режиме амплитуда колебаний в широких пределах не зависит от начальных условий.

Следовательно, система спуска состоит из двух частей: системы освобождения, работой которой управляет осциллятор, и системы привода, непосредственно осуществляющей передачу энергии осциллятору от источника питания.

Основная колесная передача (фазоизмерительное устройство, интегратор) измеряет фазу генерируемых колебаний. Зависимость фазы от времени определяет шкалу времени. В механических часах общего назначения окончательное устройство обычно представляет собой стрелочную индикацию времени. Механический генератор опорных колебаний (спусковой регулятор) состоит из совокупности двух основных механических частей: колебательной системы и системы спуска.

На схеме 4.2 приведена краткая классификация механических спусковых регуляторов по типу применяемого спуска. Свободные и несвободные спусковые регуляторы отличаются между собой характером взаимодействия колебательной системы со спуском.

Схема 41 Принцип действия механических приборов времени

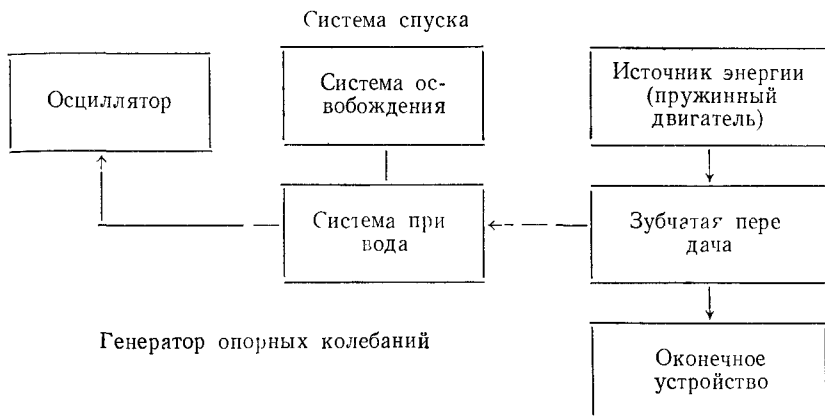


Схема 42. Классификация механических спусковых регуляторов



Если в несвободном регуляторе (регуляторе с несвободным спуском) колебательная система в интервале почти полного угла поворота взаимодействует со спуском, то в свободном регуляторе (регуляторе со свободным спуском) колебательная система входит во взаимодействие со спуском лишь на небольшом участке угла поворота, причем колебательная система может обладать сравнительно большой амплитудой колебаний. Кроме того, различают регуляторы с потенциальным и кинетическим приводами. Возбуждение автоколебаний в первом случае происходит за счет импульсов энергии в потенциальной форме (дополнительного угла закручивания волоска, пружинного подвеса маятника и др.), а во втором — за счет импульсов энергии в виде подталкивания (или подталкивающих ударов). Баланс без собственного периода колебаний (без упругого элемента — волоска) совершает возвратно-поступательное движение под действием импульсов, сообщаемых спусковым колесом.

В современных механических приборах времени широкое применение получили регуляторы со свободным анкерным спуском.

Устройство и принцип действия генератора (регулятора) со свободным анкерным спуском

Отличительная особенность свободного анкерного спуска состоит в наличии промежуточного звена между колебательной системой (обычно баланс—волосок) и спусковым колесом, вследствие

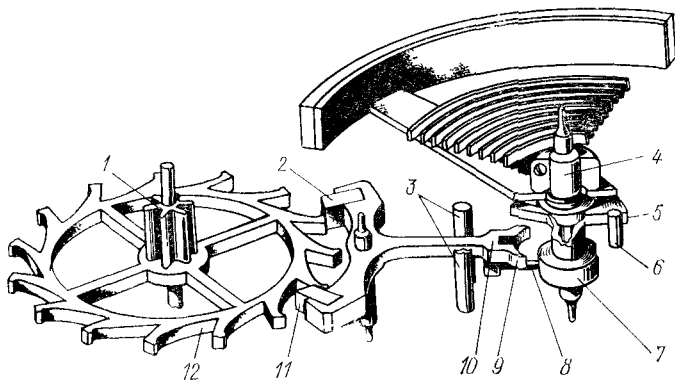


Рис. 4 1. Свободный анкерный спуск с распределенным импульсом

чего передача импульса балансу происходит через промежуточное звено, называемое вилкой. При помощи вилки решена задача увеличения амплитуды колебаний баланса и получения свободных колебаний на значительной части полного угла поворота баланса. Различают несколько разновидностей свободного анкерного спуска. Но обычно применяются спуски с так называемым распреде-

ленным импульсом, в которых угол импульса расположен как на зубьях спускового колеса, так и на палетах, установленных в пазах вилки. Рассмотрим устройство и принцип действия спускового регулятора со свободным спуском и с распределенным импульсом (рис. 4.1) [5].

Спусковое (анкерное) колесо 12 посажено на срезанную часть зубьев спускового (анкерного) триба 1, изготовленного как одно целое с осью. В пазах вилки 10 установлены входная 2 и выходная 11 палеты. В свободном конце вилки (хвостовике), образующем рожки 9, сделан вырез (паз) для взаимодействия вилки с импульсным камнем 6. В утолщенной части 10 вилки установлено «копье» 8. На оси 4 баланса посажен двойной ролик, состоящий из импульсной рольки 5, несущей импульсный камень 6, предохранительной рольки 7 и втулки, соединяющей обе эти рольки.

Палеты и импульсный камень обычно изготавливаются из синтетического рубина (ГОСТ 7137—60), вилка и спусковое колесо — из стали. Стальные детали подвергаются термической обработке (закалке и отпуску); их рабочие поверхности тщательно отполированы. При колебании баланса импульсный камень перебрасывает вилку из одного крайнего положения в другое, где она прижимается к ограничительным штифтам 3.

На рис. 4.2 показано положение спуска, в котором возникает вращающий момент (момент притяжки), прижимающий вилку к ограничительному штифту. Заметим, что на палетах различают плоскость покоя b и плоскость импульса l , а на зубе спускового колеса — плоскость импульса 4, переднюю грань 2, пятку 3 и острие 5. Проведем из центра вращения вилки O через точку A соприкосновения зуба колеса с плоскостью покоя входной палеты луч OA ; из точки A восстановим к этому лучу перпендикуляр Am . Проведем луч AC , совпадающий с проекцией плоскости покоя палеты на плоскость чертежа. Полученный угол mAC называется углом притяжки τ . Момент притяжки равен

$$M_{пр} = \operatorname{tg} \alpha_0 \operatorname{tg} (\tau - \rho_0) M_x, \quad (4.1)$$

где $\alpha_0 = LOA$ — половина угла обхвата; ρ_0 — угол трения, определяемый из соотношения $\operatorname{tg} \rho_0 = \mu$; M_x — момент на оси колеса; μ — коэффициент трения. Эта формула показывает, что для получения эффекта притяжки необходимо соблюдение условия $\tau > \rho_0$. При $\mu = 0,15$ $\rho_0 = 8^\circ 32'$. Обычно $\tau = 12^\circ$. Если в по-

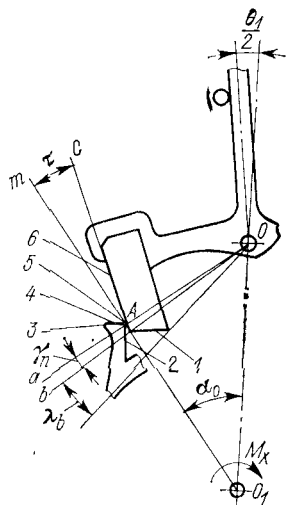


Рис. 4.2. Схема к определению момента притяжки

ложении спуска, показанном на рисунке, провести луч Ob через точку палеты, в которой начинается импульс, то получим угол $aOb = \gamma_n$, называемый полным углом покоя ($\gamma_n = 2 \div 2^\circ 45'$).

На рис. 4.3 приведены схемы расположения углов поворота баланса при движении его от одного крайнего положения до другого. При свободном движении баланса против часовой стрелки (рис. 4.3, а) происходит удар импульсного камня о неподвижную вилку ($\varphi = -\varphi_1$). На участке угла поворота баланса от $-\varphi_1$ до $-\varphi_2$ ($\beta_1 = \varphi_1 - \varphi_2$), т. е. на участке угла освобождения, баланс поворачивает вилку и приводит ее к началу импульса ($\beta_1 =$

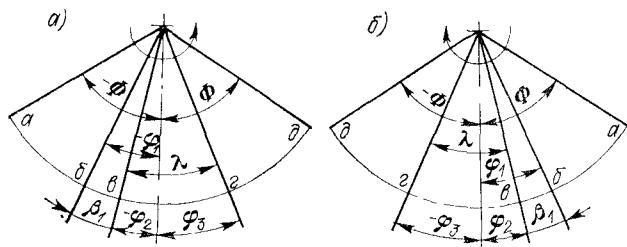


Рис. 4.3. Схемы расположения углов поворота баланса при движении против (а) и по часовой стрелке (б)

$= 8 \div 11^\circ$). При этом в соответствии с (4.1) баланс преодолевает момент освобождения

$$M_0 = \operatorname{tg} \alpha_0 \operatorname{tg} (\tau + \rho_0) M_x. \quad (4.2)$$

На участке угла импульса $\lambda = \varphi_2 + \varphi_3$ балансу сообщается энергия импульса. При этом сначала острейший зуб колеса скользит по плоскости импульса входной палеты, а затем задняя грань плоскости импульса палеты скользит по плоскости импульса зуба колеса. После импульса спусковое колесо свободно поворачивается на угол падения ($1^\circ 30' - 2^\circ 30'$), вилка — на угол потерянного пути ($0^\circ 30'$), а баланс начинает прохождение дополнительного пути (от φ_3 до Φ). Угол подъема баланса $\theta_1 = \beta_1 + \lambda$, угол подъема вилки $\theta_2 = \gamma_n + \lambda_1$, где λ_1 — угол импульса вилки. При обратном движении баланс проходит те же углы (рис. 4.3, б). «Копье» и малая ролька исключают случайный переброс вилки из одного крайнего положения в другое.

Импульсные кривые и к. п. д.

На рис. 4.4 представлена схема расположения деталей спуска во время импульса. Острейший зуб колеса скользит по плоскости импульса входной палеты и поворачивает вилку. Вилка давит на импульсный камень и тем самым сообщает балансу импульс при движении его против часовой стрелки. На рисунке N_δ — нормальная составляющая давления вилки на камень N ; μN_δ — сила

трения; N_a и μN_a — реакции этих сил. Если рассматривать совокупность спуска и баланса в статическом равновесии, то момент импульса будет $M_{\text{и}} = N_b b_1 - \mu N_a u$. Условия равновесия вилки и спускового колеса:

$$N_a r_1 + \mu N_a \Delta - N_{\lambda} + \mu N_a = 0; N_1 y + \mu N_1 v - M_x = 0 \quad (N = N_1).$$

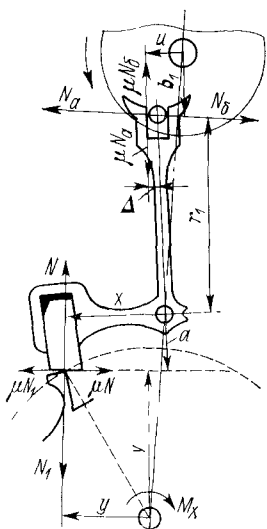


Рис. 4.4. Схема к расчету момента импульса

Ввиду малости Δ можно пренебречь $\mu N_a \Delta$. На основании равенств будем иметь

$$M_{\text{и}} = \frac{x - \mu a}{y + \mu v} \frac{b_1 - \mu u}{r_1} M_x. \quad (4.3)$$

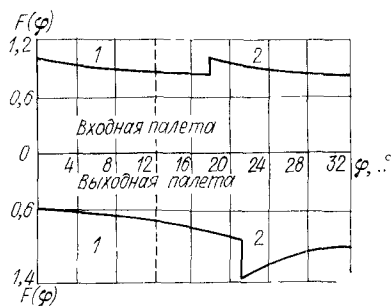


Рис. 4.5. Импульсные кривые свободного анкерного спуска:

1 — импульс по палете; 2 — импульс по зубу колеса

Величины x , y , v , b , u , r_1 , представляющие собой плечи соответствующих сил, переменны, так как зависят от угла поворота баланса в интервале угла импульса. Эти плечи можно определить аналитически или графически.

Обозначив

$$F(\varphi) = \frac{x - \mu a}{y + \mu v} \frac{b_1 - \mu u}{r_1},$$

получим

$$M_{\text{и}} = F(\varphi) M_x. \quad (4.4)$$

Кривые зависимости $F(\varphi)$ от угла поворота баланса в интервале угла импульса назовем импульсными кривыми.

На рис. 4.5 приведены импульсные кривые полуравноплечего спуска при $\mu = 0,15$. В качестве исходных данных взяты следующие величины: угол подъема вилки $\theta = 11^\circ 40'$, угловая ширина палеты $\psi = 5^\circ 25'$, угловая ширина зуба $\psi = 4^\circ 56'$, число зубьев спускового колеса 15, угол обхвата $2\alpha_0 = 60^\circ$, угол покоя $2^\circ 45'$, угол сдвига палеты $1^\circ 0'$, радиус действующей окружности колеса

$R = 2,130$ мм, расстояние между центрами вращения баланса и вилки $2,885$ мм. При этих данных угол подъема баланса $\theta_2 = 47^\circ 30'$, угол импульса баланса $\lambda = 32^\circ 50'$, угол отклонения баланса от положения равновесия, при котором начинается импульс, $\varphi_2 = 12^\circ 4'$, угол освобождения $\beta_1 = \theta_2 - \lambda = 14^\circ 40'$.

Энергия импульса и энергия, потребляемая от внешнего источника (двигателя), равны соответственно:

$$W_{\text{и}} = M_x \int_0^{\lambda} F(\varphi) d\varphi; \quad W_x = M_x \alpha_x / 2,$$

где α_x — угловой шаг спускового колеса.

Коэффициент полезного действия спуска при передаче импульса

$$\eta = W_{\text{и}} / W_x = \frac{2}{\alpha_x} \int_0^{\lambda} F(\varphi) d\varphi. \quad (4.5)$$

Энергия освобождения $W_0 = F_0 M_x \beta_1$, энергетический коэффициент усиления $K_3 = W_{\text{и}} / W_0$ [77]. Необходимо стремиться к $K_3 \gg 1$.

Приведенный к. п. д. спуска

$$\eta_{\text{пр}} = 2, d_x \left[\int_0^{\lambda} F(\varphi) d\varphi - F_0 M_x \beta_1 \right].$$

В табл. 4.1 приведены результаты вычисления к. п. д. равноплечего спуска при передаче импульса через входную (η_1) и выходную (η_2) палеты. Полный угол покоя $\gamma_{\text{п}} = 2^\circ$. Угловая ширина палеты $\psi_0 = 6^\circ 0'$ и угол падения $\delta = 1^\circ 30'$. Коэффициент полезного действия вычислен для двух значений угла подъема вилки и баланса θ_1 и θ_2 и двух значений μ . Из таблицы видно, что даже сравнительно большие изменения угловых размеров спуска оказывают небольшое влияние на к. п. д.; увеличение μ вызывает уменьшение к. п. д. спуска.

Таблица 4.1. Коэффициент полезного действия свободного анкерного спуска

μ	θ_1	θ_2	η_1	η_2
0,15	10	30	0,584	0,583
0,15		35	0,583	0,583
0,20		30	0,521	0,520
0,20		35	0,518	0,519
0,15	14	30	0,613	0,605
0,15		35	0,610	0,602
0,20		30	0,549	0,541
0,20		35	0,546	0,538

В работе [38] показано, что η_1 (η_2) для малогабаритных часов при $\mu = 0,15$ колеблется в пределах $0,49-0,50$. Если пренебречь потерей энергии на освобождение, то к. п. д. увеличится на $5,3\%$. С учетом влияния угла отхода назад спускового колеса к. п. д. уменьшается лишь на 1% .

Следует отметить, что актуальной задачей является определение оптимальных параметров механизма спуска, обеспечивающих максимальный к. п. д. В часовой промышленности ведутся работы по унификации и стандартизации механических спусковых регуляторов и спусков и достижению полной взаимозаменяемости элементов спуска в условиях серийного производства.

На рис. 4.6 приведена схема наручных часов отечественного производства с двумя пружинными двигателями 2 и 8. Барабанные зубчатые колеса 1 и 9 обоих двигателей соединены последовательно через передаточный триб 10, что обеспечивает вращение этих колес в одну и ту же сторону при функционировании часов (раскручивании заводных пружин).

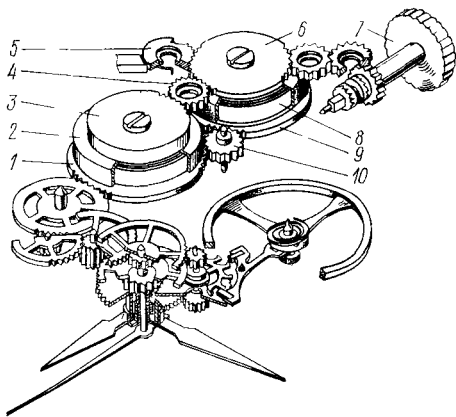


Рис. 4.6. Схема часов с двумя пружинными двигателями

Операция завода (закручивания) обеих пружин осуществляется при вращении заводной головки 7. Колеса 3 и 6, посаженные на квадраты заводных валликов соответствующих двигателей, соединены между собой посредством передаточного колеса 4. Для предохранения от вращения в обратном направлении предусмотрена собачка 5. В таком устройстве основные параметры пружин должны быть одинаковы. Если число оборотов каждого двигателя равно n_6 , то число оборотов барабанного колеса 1 после раскручивания пружин равно $2n_6$ [55]. Вращающий момент такой же, как и при одном барабане. Увеличение числа оборотов позволяет получить удовлетворительное выравнивание вращающего момента для заданной продолжительности автономной работы часов (продолжительность работы часов между двумя смежными операциями завода).

Генераторы с несвободным спуском

Особенность генераторов с несвободным спуском (регуляторов с несвободным спуском) состоит в том, что в этих регуляторах отсутствует промежуточное звено—вилка, а якорь с палетами установлен непосредственно на ось колебательной системы ба-

ланс—волосок (рис. 4.7, *a*). Палеты 2 и 5 изготовлены как одно целое с балансом 3, установленном на оси 4. Палеты и спусковое колесо 1 составляют несвободный спуск. На рис. 4.7, *b* показано графическое построение этого спуска. Число зубьев спускового колеса $z = 25$, угол обхвата $2\alpha_0 = 36^\circ$, угловая ширина зуба колеса и палеты соответственно 5° и 1° , угол падения колеса $1^\circ 24'$,

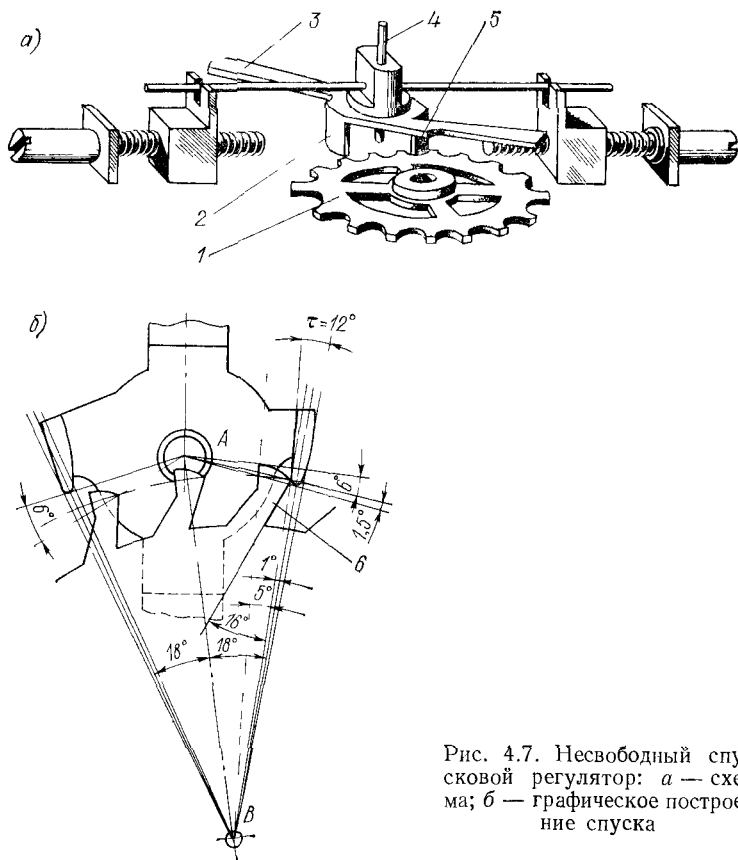


Рис. 4.7. Несвободный спусковой регулятор: *a* — схема; *b* — графическое построение спуска

угол покоя $1^\circ 30'$ и угол выталкивания (отрицательный угол притяжки) на выходной палете $\tau = 12^\circ$. Регулятор изображен в положении, когда зуб 6 колеса упал на выходную палету и баланс вращается по часовой стрелке, преодолевая трение между зубом колеса и поверхностью покоя палеты. После того как баланс достигнет крайнего левого положения, начинается движение его в обратном направлении, т. е. против часовой стрелки. В интервале дополнительного угла (рис. 4.8, *a*) происходит трение зуба колеса о поверхность покоя палеты $\Phi - \phi_1$. При дальнейшем движении баланса в том же направлении в интервале угла импульса $\lambda = \phi_1 + \phi_2$ поверхность импульса зуба колеса скользит

по кромке выходной палеты и толкает ее вверх, сообщая тем самым энергию балансу. После импульса спусковое колесо проходит угол падения, а баланс свободно поворачивается на некоторый угол δ_c . Затем баланс совершает движение в интервале дополнительного угла $\Phi - \varphi_3$, преодолевая трение между зубом спускового колеса и поверхностью покоя входной палеты. При обратном движении баланса мы получим ту же картину (рис. 4.8, б). Амплитуда колебаний баланса не превышает $20-30^\circ$ и ограничена внутренней окружностью спускового колеса.

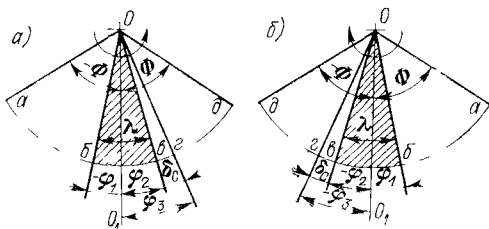


Рис. 4.8. Расположение углов поворота баланса (несвободный спуск) при движении против (а) и по часовой стрелке (б)

Значение угла выталкивания τ и моментов сил выталкивания и торможения существенно зависят от угла поворота баланса. Недостатками регулятора с несвободным спуском являются трение зуба колеса о поверхность покоя палет и малая амплитуда колебаний баланса.

Регуляторы с несвободным спуском отличаются простотой конструкции, высокой надежностью и могут иметь сравнительно малые периоды колебаний. Обычно такие регуляторы применяются в приборах времени технического назначения.

На рис. 4.9, а представлен спусковой регулятор без собственного периода колебаний баланса, т. е. без волоска. В этом регуляторе поверхности покоя палет обычно очерчиваются так, что представляют собой продолжение импульсных поверхностей, что и определяет отход колеса назад во время прохождения балансом дополнительных углов. Регулятор состоит из спускового колеса 1 и якоря 5, к которому при помощи гаек 3 присоединена деталь 4 (баланс) с регулируемым моментом инерции. Входная палета 2 очерчена по дуге окружности, центр которой не совпадает с центром вращения якоря. Выходная палета 6 очерчена отрезком прямой. Профиль палет образован на самом якоре.

В работе [32] показано, что подобный профиль палет обеспечивает равенство углов отхода колеса назад, а также равенство правых и левых углов поворота якоря относительно линии центров. На рис. 4.9, б показан упрощенный вариант конструкции регулятора, состоящего из якоря 2 и спускового колеса 1. Регу-

ляторы без собственного периода колебаний баланса применяются в часовых механизмах, к которым не предъявляются требования получения высокой стабильности частоты вращения осей.

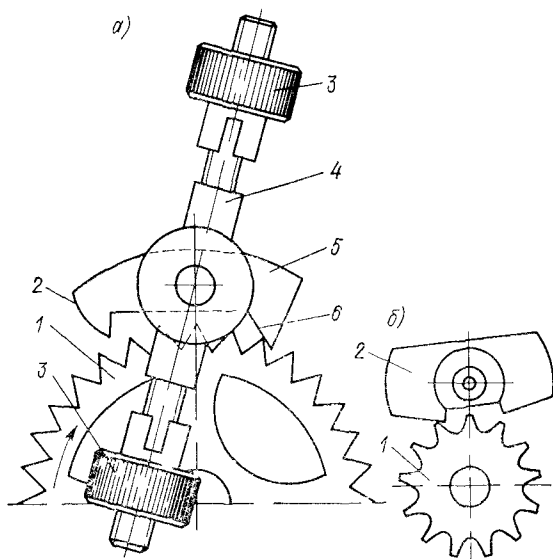


Рис. 4.9. Спускные регуляторы без собственного периода колебаний баланса: а — с регулируемым моментом инерции баланса; б — упрощенной конструкции

Функционирование генератора при малых периодах колебаний баланса

В обычных часовых механизмах с балансовым осциллятором период колебаний баланса $T = 0,4 - 0,3$ с. Значительное уменьшение T как путем уменьшения момента инерции баланса I_b , так и путем увеличения жесткости волоска K вызывает необходимость в существенном увеличении вращающего момента двигателя для получения одной и той же амплитуды колебаний Φ осциллятора (рис. 4.10). По оси ординат отложены периоды колебаний баланса часов со свободным анкерным спуском, по оси абсцисс — вращающий момент двигателя. Передаточное отношение между осями двигателя и спускового колеса равно $1/7 \cdot 9720$. Изменение T осуществлялось путем смены волосков; момент инерции баланса $I_b = 28 \cdot 10^{-9}$ кг·м². Ось баланса расположена вертикально. Из рисунка видно, что уменьшение периода колебаний баланса (путем увеличения жесткости волоска K) вызывает необходимость в увеличении вращающего момента двигателя для получения амплитуды колебаний баланса неизменной ($\Phi = 100^\circ, 80^\circ$ и др.). В интервале малых периодов даже небольшие умень-

шения периода требуют значительного увеличения вращающего момента двигателя. Некоторое уменьшение (примерно до $T = 0,25$ с) за счет увеличения K и уменьшения I_6 может дать положительный эффект, так как позволит увеличить добротность колебательной системы. Но при более или менее значительном уменьшении периода T заметно увеличиваются потери на трение в осцилляторе, возрастает неизохронная ошибка часов и др. При этом осциллятор будет колебаться с меньшей амплитудой. Даже при небольшом уменьшении T следует стремиться к уменьшению диаметра цапф оси баланса, моментов инерции механизма спуска в механических часах и механизма преобразователя в электронно-механических часах для снижения потерь энергии осциллятора при взаимодействии с этими механизмами.

Следует также отметить, что уменьшение периода колебаний баланса вызывает необходимость в увеличении передаточного отношения между двигателем и спусковым колесом в механических часах. В некоторых случаях конструируют специальный механизм спуска с увеличенным числом зубьев колеса.

Механические часы отличаются высокими помехоустойчивостью и надежностью функционирования. Они могут безотказно работать при воздействии сильных механических перегрузок, больших перепадов температур, а также в агрессивных средах. Механические часовые генераторы с колебательной системой баланс—волосок, несмотря на их ограниченные точностные возможности, широко используются в летательных аппаратах в качестве времязадающих устройств, где подвергаются интенсивным помехам.

Прибор для контроля качества изготовления и сборки механизма спуска генератора

Часовой механизм 3 установлен на измерительном столике 1 таким образом, чтобы ось вращения баланса 4 совпадала с осью вращения столика. В качестве чувствительного элемента прибора применена растяжка 6 прямоугольного сечения, к середине которой приклеено зеркальце 7 и легкий измерительный рычаг 5 (рис. 4.11). Рычаг входит в сцепление с перекладиной баланса (волосок снят) или с вилкой (при снятом балансе). Ось 13 столика присоединена посредством зубчатой пары к электромагнитной муфте 11, которая через зубчатую передачу получает вращение от синхронного дви-

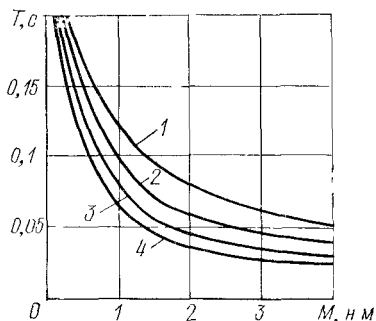


Рис. 4.10. Зависимость периода колебаний баланса от вращающего момента двигателя:
 1 — $\Phi = 100^\circ$; 2 — $\Phi = 80^\circ$; 3 — $\Phi = 60^\circ$; 4 — $\Phi = 40^\circ$

гателя 10 с встроенным редуктором. К оси 13 присоединен рычаг 14, который при вращении оси нажимает на один из микровыключателей 12 или 15, производя переключение электромагнитной муфты 11. Таким образом, осуществляется качательное движение столика вместе с осью, причем угол поворота столика можно регулировать путем изменения расстояния между концевыми выключателями. Ось 13 установлена на шариковых подшипниках, наружные кольца которых закреплены в обойме 19. Регулирование

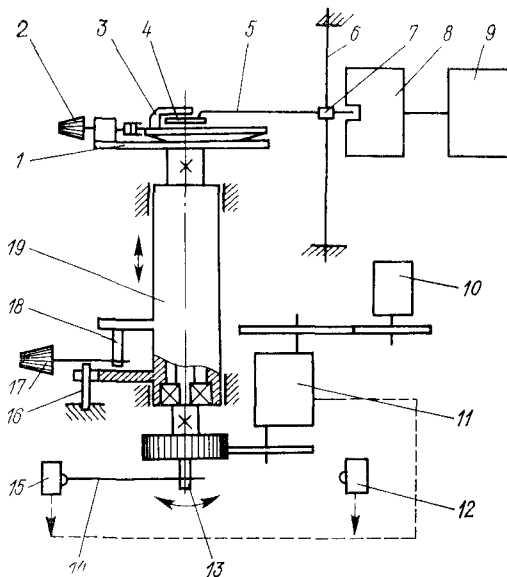


Рис. 4.11. Схема прибора для контроля узла спуска

положения столика по высоте достигается путем вертикального перемещения обоймы. Для этой цели предусмотрена рукоятка 17 с эксцентриком 18, взаимодействующим с выступающей частью обоймы. Упор 16 исключает вращение обоймы. При качательном движении столика происходит переключивание вилки из одного крайнего положения в другое на угол подъема. При этом на измерительный рычаг 5 и растяжку 6 сначала будет действовать крутящий момент одного знака (момент освобождения), а затем крутящий момент другого знака (момент импульса). Это вызывает закручивание растяжки на небольшой угол сначала в одну сторону, затем в другую. Угол поворота растяжки преобразуется в пропорциональный электрический сигнал при помощи фотоэлектрического преобразователя 8. Электрический сигнал без предварительного усиления подается на стандартный самописец 9. Максимальная угловая деформация растяжки $0^{\circ}30'$. Завод пружинного двигателя часов осуществляется рукояткой 2.

Запись можно производить непрерывно в интервале одного, двух и т. д. оборотов спускового колеса. По получаемой записи можно определить моменты и углы импульса и освобождения и основные дефекты в механизме спуска. Прибор может быть использован для выборочного контроля качества изготовления и сборки механизма спуска малогабаритных часов. Прибор разработан и изготовлен в ЛИТМО*.

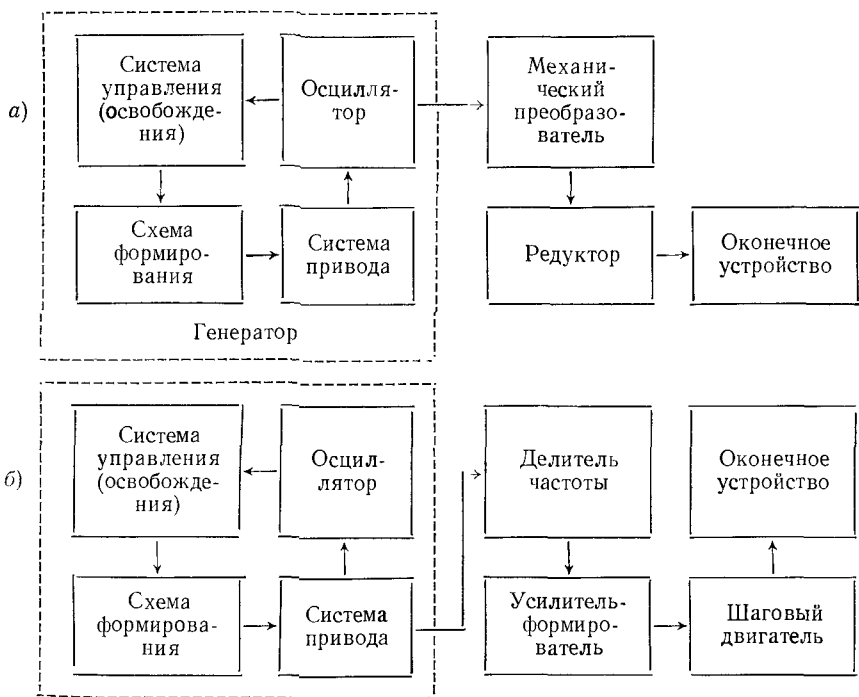
4.2. ЭЛЕКТРОННО-МЕХАНИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ (СПУСКОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ)

Структура. Классификация

Создание электронно-механических приборов времени значительно расширило функцию часов и сферу использования их в науке, технике и народном хозяйстве. При этом в зависимости от типа применяемого осциллятора достигается повышение точности измерения времени в значительных пределах.

На схеме 4.3 дана структура электронно-механических приборов. Система управления (освобождения) представляет собой

Схема 4.3 Структура электронно-механических приборов времени с низкочастотным (а) и с высокочастотным (б) осцилляторами



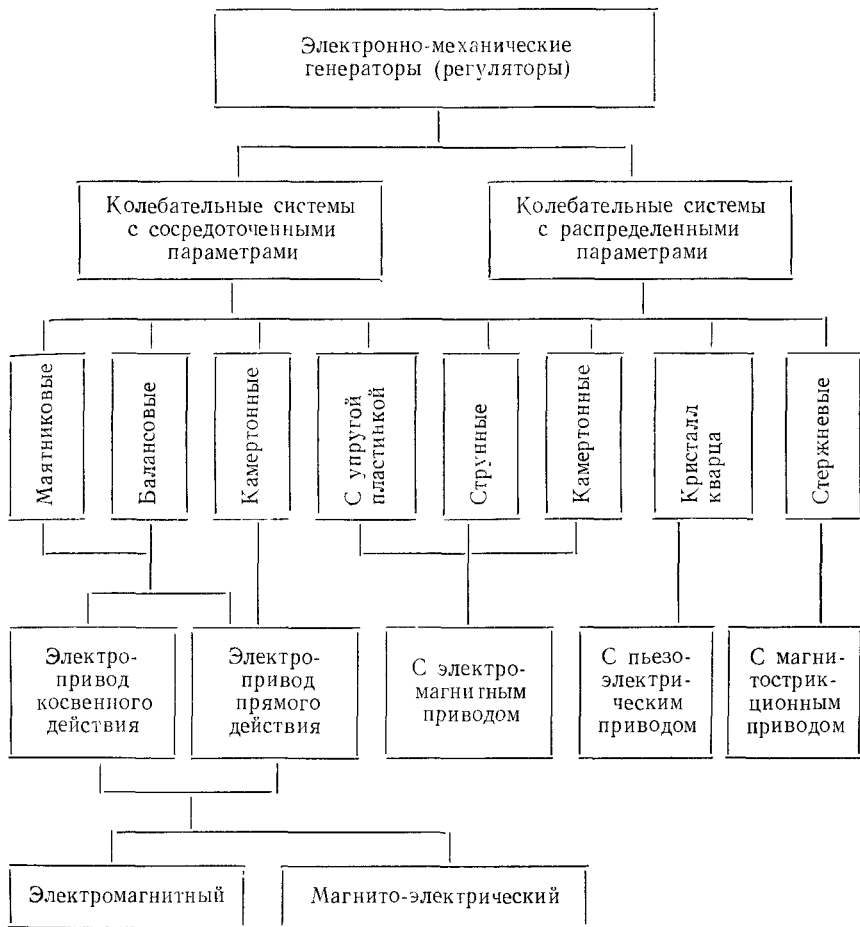
* А. с. 565278 (СССР).

бесконтактный датчик, преобразующий угловую скорость осциллятора в электрический сигнал, который усиливается в электронном усилителе (в схеме формирования) и подается в систему электропривода. Механический преобразователь, находясь в кинематической связи с осциллятором, преобразует колебательное движение осциллятора во вращательное движение зубчатых колес редуктора, к которому присоединено оконечное устройство. В другом варианте исполнения осциллятор не нагружен механическим преобразователем, так как используется электромеханический шаговый двигатель. Частота возбуждения системы формирования, равная или кратная частоте колебаний осциллятора, усиливается в электронном усилителе и формируется в П-образные импульсы постоянного тока определенных продолжительности и уровня в зависимости от типа двигателя. Для шагового двигателя с активным ротором необходимо предусмотреть подачу П-образных импульсов чередующейся полярности. В случае необходимости осуществляется деление выходной частоты генератора.

На схеме 4.4 приведена краткая классификация электронно-механических генераторов, отличительной особенностью которых является наличие электронной схемы формирования импульса привода для возбуждения автоколебательного движения механического осциллятора, причем импульс привода в одних системах формируется в результате взаимодействия магнитного поля постоянных магнитов с магнитным полем бескаркасной катушки, по обмотке которой течет ток (магнитоэлектрический привод). В других системах импульс привода формируется в результате взаимодействия электромагнита с деталью из магнитно-мягкого материала, установленной на осцилляторе (электромагнитный привод). В обоих случаях электрическая энергия источника питания (гальванический элемент, аккумулятор) преобразуется в механическую энергию импульса для возбуждения автоколебательного движения. Существуют электропривод прямого и электропривод косвенного действия. В первом случае осциллятор получает регулярные импульсы непосредственно от электропривода; во втором — осциллятор получает регулярные импульсы за счет раскручивания импульсной пружины, опускания импульсного рычага (груза). Роль электропривода состоит лишь в том, чтобы взвести импульсный рычаг или импульсную пружину. В малогабаритных электронно-механических приборах времени широко используется магнитоэлектрический привод прямого действия, обладающий более высоким к. п. д. и меньшей инерционностью, чем электромагнитный привод или привод косвенного действия.

Электронные схемы формирования импульса могут быть как усилительные, так и релаксационные. В последних отсутствуют отдельные обмотки освобождения. Длительность импульса определяется параметрами RC -цепей, а не временем взаимодействия магнитной системы осциллятора с обмотками освобождения и импульса (привода), как это имеет место в усилительных схемах.

Схема 4.4. Классификация электронно-механических генераторов



Релаксационные схемы формирования импульса в малогабаритных часах практически не применяются вследствие сложности стабилизации импульса. Схемы формирования импульса, обеспечивающие самозапуск, т. е. «мягкий» режим возбуждения автоколебаний осциллятора, повышают эксплуатационные качества часов по сравнению со схемами формирования без самозапуска. Схемы, обеспечивающие стабилизацию импульса, позволяют значительно уменьшить пределы изменения амплитуды колебаний осциллятора при падении напряжения источника питания с течением времени. Это дает возможность улучшить характеристики часов и повысить надежность функционирования их при внезапных механических перегрузках. Кроме указанных схем формирования находят применение также и схемы, реагирующие на изменения амплитуды колебаний осциллятора и осуществляющие

стабилизацию амплитуды колебаний системы баланс—волосок в пределах $10—15^\circ$ при изменении напряжения источника питания от 1,6 до 1,3 В [44].

Генераторы (спусковые регуляторы) с колебательной системой баланс—упругий элемент

В регуляторе, представленном на рис. 4.12, колебательная система состоит из баланса в виде перекладки 3 и упругой ленты 5, закрепленной в опоре 9. Концы ленты 2, работающие на кручение, развернуты относительно средней части на 90° , что увеличивает жесткость ленты в поперечном направлении. На одном конце баланса установлена магнитная система, на другом — противовес 4. Магнитная система состоит из магнитопровода в виде скобы 6, изготовленной из магнитно-мягкого материала, и двух постоянных магнитов 7, приклеенных к магнитопроводу. Постоянные магниты обращены навстречу разноименными полюсами и образуют магнитное поле в рабочем зазоре. Замкнутая магнитная система обладает малыми токами рассеивания и мало чувствительна к воздействию внешних магнитных полей. В рабочем зазоре постоянных магнитов расположена катушка, состоящая из обмотки освобождения 1 и импульсной обмотки (обмотки привода) 8. Катушка приклеена к опоре таким образом, чтобы в положении равновесия баланса геометрические центры катушки и постоянных магнитов совпадали. Система формирования собрана на транзисторе по схеме с общим эмиттером.

На рис. 4.13 приведен другой вариант выполнения колебательной системы на упругой опоре [48]. Баланс образован двумя перекладками 4 и 9 и муфтой 10, изготовленными из магнитно-мягкого материала. На перекладках установлены постоянные магниты 6 цилиндрической формы и латунные противовесы 8. Муфта 10 при помощи клея закреплена на упругой ленте 5, которая своими Т-образными перемычками привинчена к опоре 1. Катушка состоит из обмотки освобождения 7 и импульсной обмотки 11, намотанных коаксиально одна на другую или бифилярно. Катушка приклеена к пластмассовому мосту 2, присоединенному к опоре. Регулирование натяжения упругой ленты (растяжки) осуществляется винтом 3. Магнитопровод состоит из верхней и нижней перекладок баланса и соединительной муфты. Как и в предыдущем случае, геометрические центры катушки и постоянных магнитов в положении равновесия баланса совпадают.

Каскад формирования импульса для возбуждения автоколебаний осциллятора собран на транзисторе по схеме с общим эмиттером, которая дает усиление мощности выходного сигнала при этом способе включения больше, чем при включении по схеме с общим коллектором или общей базой. Импульсная обмотка 11 и обмотка освобождения 7 включены соответственно в коллекторную и базовую цепи транзистора. Источник питания включен в его коллекторную цепь.

На рис. 4.14 приведена диаграмма изменения во времени основных динамических параметров автоколебательной системы баланс—волосок. При колебании баланса магнитный поток постоянных

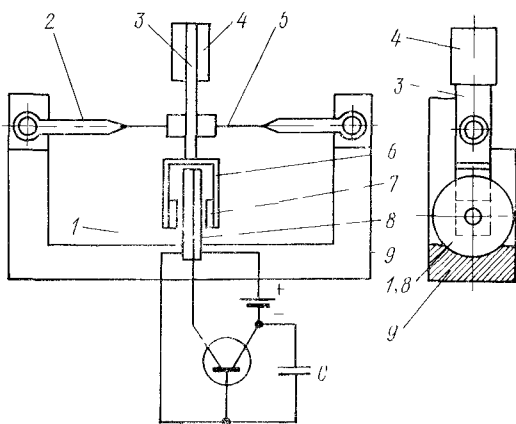


Рис. 4.12. Баланс в форме перекладной на упругой опоре

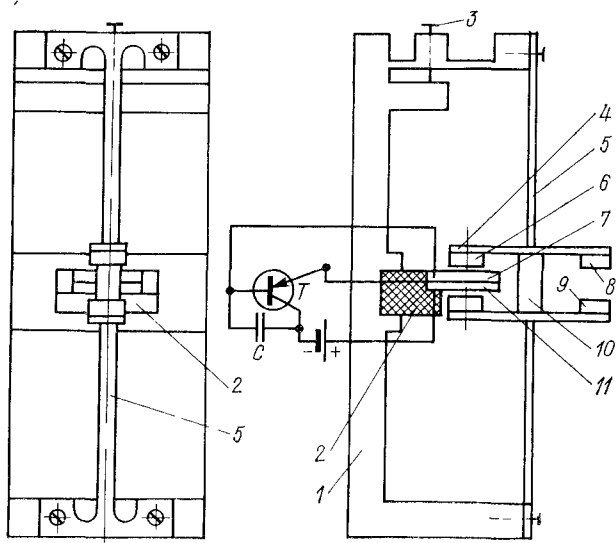


Рис. 4.13. Баланс на упругой опоре (растяжке)

магнитов пересекает витки обмотки освобождения и наводит в ней индукционную э. д. с. e_0 знакопеременной полярности в виде несколько искаженной синусоиды. Положительное значение индукционной э. д. с. еще глубже запирает транзистор (проводимостью $p-n-p$), а отрицательное значение индукционной э. д. с. вызы-

вадет появление в цепи эмиттер—база тока базы i_0 , так как для этой полярности э. д. с. переход эмиттер—база обладает низким сопротивлением. Ток базы i_0 отпирает транзистор, вследствие чего через импульсную обмотку, включенную в коллекторную цепь, будет протекать ток импульса $i_{и}$ (коллекторный ток) в течение некоторого времени $t_{и}$. Взаимодействие магнитного поля импульсной обмотки с магнитным полем постоянных магнитов создает момент импульса $M_{и}$. Взаимодействие магнитного поля, создаваемого обмоткой освобождения,

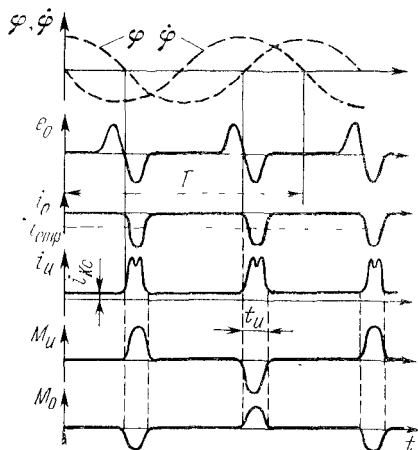


Рис. 4.14. Диаграмма изменения во времени динамических параметров автоколебательной системы баланс—волосок

случайного внешнего воздействия, вызывающие изменение e_0 и i_0 в обмотке освобождения, практически не приводят к изменению $i_{и}$ в обмотке импульсной катушки. Это оказывает стабилизирующее влияние на амплитуду колебаний баланса и ход часов. Конденсатор C служит для срыва высокочастотной генерации, которая может возникнуть вследствие трансформаторной связи между обмотками 7 и 11 (см. рис. 4.13).

На рис. 4.15 показана автоколебательная система крупногабаритных часов отечественного производства. Цапфы 3 оси баланса установлены в камневые подшипники. Каждый подшипник состоит из сквозного и накладного рубиновых камней, смонтированных в отверстиях винта 1, ввинченного в разрезную гайку 2. Собственно баланс состоит из двух перекладин 5 и 9, изготовленных из магнитно-мягкого материала и напрессованных на ось 7. К перекладинам приклеены постоянные магниты 13 и 15. Обе перекладки расположены строго перпендикулярно к оси 7.

Для уравнивания баланса предусмотрены латунные противовесы 6 и 8. Кроме того, на ось баланса посажена муфта 4 па-

мого обмоткой освобождения, и магнитного поля постоянных магнитов вызывает появление момента освобождения M_0 , который тормозит движение баланса. Данная схема формирует два импульса за один период колебаний баланса через половину периода. В импульсной обмотке также наводится индукционная э. д. с., которая, будучи направлена против напряжения источника питания, уменьшает ток импульса. В интервале между импульсами при $i_0 = 0$ ток коллектора равен $i'_{ко}$.

Основным режимом работы рабочего транзистора в схеме формирования является режим насыщения. При этом возможные изменения амплитуды колебаний баланса под влиянием

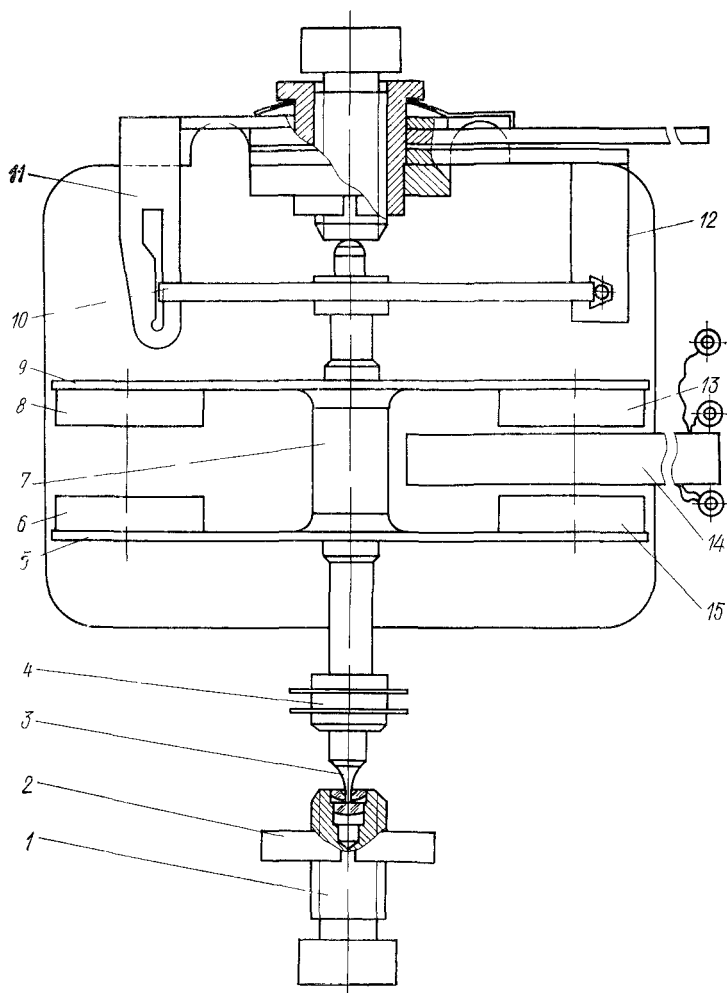
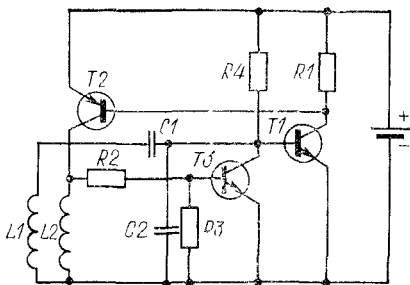


Рис 4 15 Схема генератора (автоколебательной системы) крупногабаритных часов

Рис 4 16 Схема формирования импульса на трех транзисторах



летно-червячного преобразователя. Наружный виток волоска 10 пропущен через прорезь в замке 11 регулятора и закреплен в колодке 12. Волосок изготовлен из железоникелевого сплава. В рабочем зазоре постоянных магнитов расположена катушка 14, состоящая из обмотки освобождения и импульсной обмотки, намотанных одновременно в два провода. Катушка вклеена в паз печатной платы. Регулирование положения катушки в рабочем зазоре магнитов осуществляется при помощи поворота платы относительно крепежного винта. Выводы обмоток катушки присоединены к электронной схеме формирования импульса (рис. 4.16).

Электронная схема формирования импульса собрана на трех транзисторах, причем первый и второй каскады усиления собраны на транзисторах $T3$ и $T1$ проводимостью $n-p-n$, а третий каскад усиления — на транзисторе $T2$ проводимостью $p-n-p$. Импульсная катушка $L2$ (катушка привода) в коллекторной цепи транзистора $T2$ через делитель напряжения $R2$, $R3$ в этой цепи подключена к базе транзистора $T3$. Катушка освобождения $L1$ включена в базовую цепь транзистора $T1$ через емкостный делитель напряжения $C1$, $C2$. С положительного полюса источника питания через резистор 4 на базу транзистора $T1$ подан положительный потенциал (смещение), что вызывает частичное отпирание этого транзистора. При этом происходит отпирание транзистора $T2$ и, следовательно, протекание тока по обмотке импульсной катушки $L2$. Взаимодействие магнитного поля, создаваемое этим током, с магнитным полем постоянных магнитов вызывает появление момента импульса, возбуждающего автоколебания баланса. В обмотке катушки освобождения наводится постоянными магнитами индукционная э. д. с., которая еще больше отпирает транзисторы $T1$ и $T2$, вследствие чего увеличивается ток в обмотке импульсной катушки и, следовательно, амплитуда колебаний баланса до установления стационарного значения.

Уменьшение (увеличение) напряжения источника питания приводит к уменьшению (увеличению) базового тока транзистора $T3$, который через транзисторы $T1$ и $T2$ управляет перераспределением напряжения между обмоткой импульсной катушки $L2$ и резистором $R2$. Путем подбора сопротивлений резисторов $R2$ и $R3$ достигается стабилизация напряжения и тока в обмотке импульсной катушки. Таким образом, рассматриваемая схема формирования импульса обеспечивает практически мягкий режим возбуждения автоколебаний и стабилизацию напряжения и тока в обмотке импульсной катушки. Некоторые технические данные спускового регулятора базового часового механизма: период колебаний баланса $T = 0,4$ с; момент инерции баланса $I_6 = 0,257 \cdot 10^{-5}$ кг·м²; среднее значение потребляемого тока $i_{cp} = 200$ мкА; магнитная индукция в рабочем зазоре $B = 0,22$ Т; диаметр постоянного магнита магнитной системы $6 \cdot 10^{-3}$ м; его длина $1,5 \cdot 10^{-3}$ м; длина рабочего зазора $2,8 \cdot 10^{-3}$ м; толщина катушки $2 \cdot 10^{-3}$ м; внешний диаметр катушки $13 \cdot 10^{-3}$ м. Обмотки освобождения и импульса имеют

по 710 витков при сопротивлении соответственно 170 и 90 Ом и диаметрах провода $0,05 \cdot 10^{-3}$ и $0,07 \cdot 10^{-3}$ м. Средний суточный ход при температуре $20 \pm 5^\circ \text{C}$ и напряжении питания 1,3—1,6 В не более 15 с по абсолютному значению. Преобразователь палетно-червячный. Механизм электронно-механических часов выпускается в различных модификациях. Кроме того, предусмотрены системы унифицированных дополнительных устройств (радиокорректирующее устройство, синхронизирующая приставка и др.).

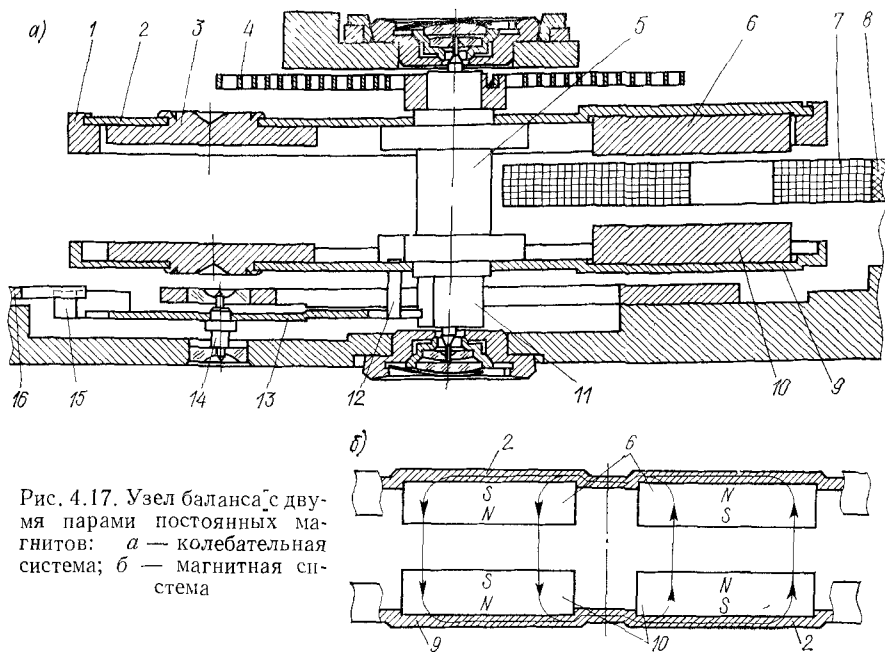


Рис. 4.17. Узел баланса с двумя парами постоянных магнитов: а — колебательная система; б — магнитная система

На рис. 4.17, а показан узел баланса малогабаритных (наручных) электронно-механических часов отечественного производства. Баланс состоит из двух дисков 2 и 9, изготовленных из магнитно-мягкого материала и напрессованных на ось 5. Диски расположены строго перпендикулярно к оси. Для получения необходимого момента инерции баланса к верхнему диску присоединено латунное кольцо 1. К дискам приклеены по два постоянных магнита 6, 10, создающих два рабочих зазора, причем диски используются в качестве магнитопровода. На рис. 4.17, б отдельно показано направление магнитных потоков в рабочих зазорах постоянных магнитов.

Для уравнивания баланса предусмотрены латунные противовесы 3. Катушка 7, состоящая из двух обмоток, присоединена к пластмассовому мосту 8. Регулирование положения катушки в рабочих зазорах постоянных магнитов осуществляется путем поворота моста с последующим креплением винтом.

Термокомпенсационный волосок 4 установлен обычным способом. Цапфы оси баланса установлены в камневые подшипники, снабженные противоударным устройством. В часах применен вилочный преобразователь. Импульсный камень 12, запрессованный в нижний диск баланса, сообщает качательное движение вилке 13, напрессованной на ось 14. При этом палеты 15, взаимодействуя с зубьями храпового колеса 16, преобразовывают колебательное движение баланса во вращательное движение колес стрелочного механизма. Ролик 11 на оси баланса препятствует случайному перебору вилки из одного крайнего положения в другое.

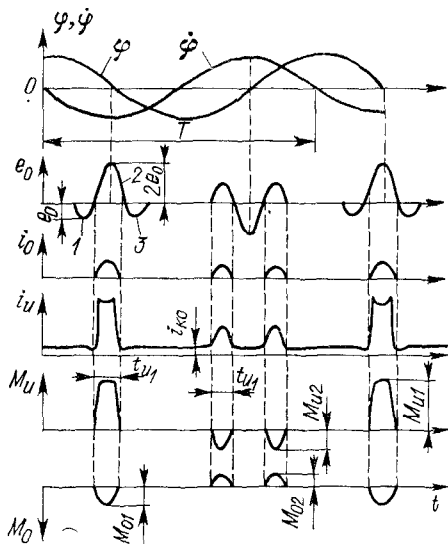


Рис. 4.18. Диаграмма изменения во времени динамических параметров автоколебательной системы с двумя рабочими зазорами в магнитопроводе

механизма. Ролик 11 на оси баланса препятствует случайному перебору вилки из одного крайнего положения в другое.

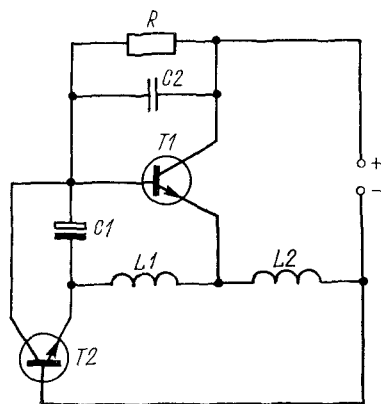


Рис. 4.19. Схема формирования импульса

На рис. 4.18 дана диаграмма изменения во времени основных динамических параметров рассматриваемой автоколебательной системы. Обозначения основных параметров те же, что и на рис. 4.14. При прохождении балансом положения равновесия магнитные потоки в обоих рабочих зазорах одновременно пересекают правые и левые части катушки, состоящей из обмотки освобождения и импульсной обмотки. Наводимая в обмотке освобождения индукционная э. д. с. сигнала освобождения $2e_0$ (кривая 2) будет в 2 раза больше, чем при магнитной системе с одной парой постоянных магнитов. До и после положения равновесия баланса происходит взаимодействие магнитного потока лишь одной пары постоянных магнитов с катушкой. При этом в обмотке освобождения наводятся индукционные э. д. с. e_0 (кривые 1 и 3), полярность которых противоположна полярности сигнала $2e_0$. Таким образом, за полный период колебаний баланс получает три положительных

импульса энергии. Большие сигналы освобождения (кривая 2) облегчают перевод рабочего транзистора в режим насыщения, а малые сигналы (кривые 1 и 3) в зависимости от параметров схемы формирования лишь частично отпирают рабочий транзистор. Увеличение же площади перекрытия катушки постоянными магнитами (увеличение потокосцепления) вызывает увеличение момента и энергии импульса при взаимодействии магнитного потока импульсной обмотки с магнитным потоком постоянных магнитов.

На рис. 4.19 приведена электронная схема формирования импульса для возбуждения автоколебаний генератора (см. рис. 4.17, а). При включении питания конденсатор $C1$ заряжается через резистор R . После того как напряжение на конденсаторе станет равным порогу отпирания транзистора $T1$, последний отпирается и по обмотке импульсной катушки $L2$ через переход эмиттер—коллектор будет протекать ток импульса. При этом баланс приходит в колебательное движение и его магнитная система наводит в обмотке катушки освобождения $L1$ индукционную э. д. с. e_0 , которая еще больше отпирает транзистор $T1$. Это вызывает дальнейшее увеличение амплитуды колебания осциллятора до стационарного значения. Заряд конденсатора разряжается через переход база—эмиттер.

Индукционная э. д. с. e_0 , наводимая в обмотке катушки освобождения (и $e_{и}$ в обмотке импульсной катушки), пропорциональна скорости осциллятора, а пиковое значение e_0 пропорционально амплитуде колебаний Φ осциллятора, так как в момент прохождения осциллятором положения равновесия $\dot{\phi} = \omega\Phi$. Следовательно, сигнал индукционной э. д. с. e_0 (и $e_{и}$) содержит информацию об амплитуде колебаний осциллятора Φ и в существующих схемах формирования используется (наряду с $e_{и}$) для управления усилителем обратной отрицательной связи, собранным на транзисторе $T2$. Как только амплитуда колебаний осциллятора, увеличиваясь достигнет такого значения, при котором e_0 станет равной или больше напряжения отпирания $U_{отп}$ транзистора $T2$, последний начинает работать в режиме усиления и шунтирует вход рабочего транзистора $T1$. Параметры схемы формирования и режим работы транзисторов должны быть выбраны таким образом, чтобы при увеличении или уменьшении внешних механических перегрузок шунтирующее действие транзистора соответственно уменьшилось или увеличилось в пределах, обеспечивающих лишь малое отклонение амплитуды колебания осциллятора от номинального значения.

На рис. 4.20 приведена схема генератора (спускового регулятора) электронно-механического будильника отечественного производства. Колебательная система и палетно-червячный преобразователь аналогичны колебательной системе и преобразователю базового механизма (см. рис. 4.15). Два постоянных магнита 7 приклеены к перекладинам 8 из магнитно-мягкого материала, напрессованных на ось 9 баланса. Термокомпенсационный волосок

10 установлен обычным способом. При помощи латунных противовесов 11 в виде шестигранных призм производится регулирование положения равновесия баланса путем поворота каждой призмы вместе с осью, расположенной эксцентрично и установленной в отверстии переключателя. В рабочем зазоре постоянных магнитов

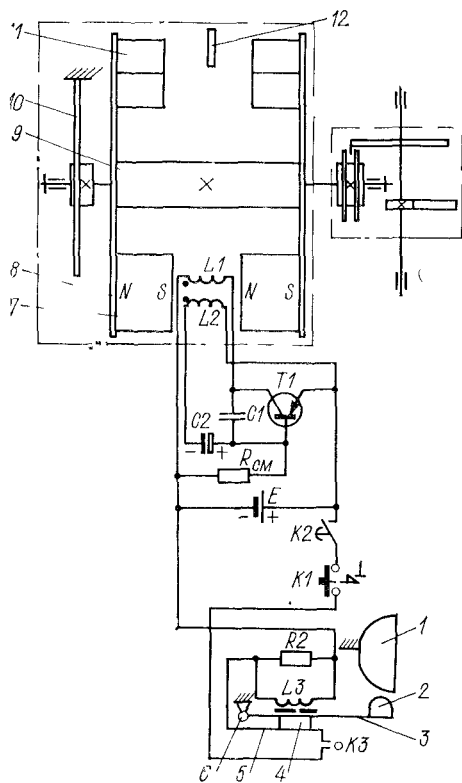


Рис. 4.20 Схема генератора электро-механического будильника

э. д. с. e_0 , которая еще больше отпирает транзистор, что вызывает увеличение амплитуды колебаний баланса до стационарного значения. Схема не обеспечивает стабилизации амплитуды колебаний баланса (стабилизации импульса привода) при изменении напряжения источника питания

Условие малого потребления тока схемой формирования в стационарном режиме: $\tau_3 \geq T/2$, при этом $U_c + e_0 \geq U_{отп}$. Здесь τ_3 — постоянная времени заряда конденсатора; T — период колебаний баланса; $U_{отп}$ — напряжение отпирания транзистора; $U_c + e_0$ — суммарное напряжение на конденсаторе $C2$ в момент времени $T/2$ (в начале импульса). Конденсатор $C1$ служит для срыва высокочастотной генерации, которая может возникнуть вслед-

расположена катушка с обмоткой освобождения $L2$ и импульсной обмоткой (обмоткой привода) $L1$. Электронная схема формирования импульса собрана на одном транзисторе $T1$, в коллекторную цепь которого включена импульсная обмотка $L1$. В базовую цепь транзистора включены обмотка освобождения $L2$ и конденсатор $C2$. Схема обеспечивает мягкий режим возбуждения автоколебаний. Баланс получает два импульса за период колебаний. В начальный момент после включения источника питания (гальванический элемент, напряжение 1,55 В) конденсатор $C2$ заряжается через резистор смещения $R_{см}$. Отпирание транзистора $T1$ происходит после того, как напряжение на конденсаторе $C2$ станет равным порогу отпирания. При этом баланс начинает совершать колебания и наводит в обмотке освобождения $L2$ индукционную

стве трансформаторной связи между обмотками $L1$ и $L2$. Алюминиевый диск 12 предназначен для регулирования в некоторых пределах амплитуды колебаний баланса. При колебании баланса магнитное поле постоянных магнитов наводит в алюминиевом диске вихревые токи. Взаимодействие магнитного поля этих токов с магнитным полем постоянных магнитов создает момент торможения, который зависит от амплитуды (скорости) колебаний баланса. Момент торможения можно регулировать путем перемещения алюминиевого диска в плоскости колебания баланса.

К источнику питания подключена схема электромеханического звонка. При помощи сигнальной стрелки устанавливаются по шкале момент времени начала работы звонка, т. е. момент времени замыкания контакта $K2$ сигнального колеса часов. Предварительно путем нажатия на кнопку с защелкой производится замыкание контакта $K1$. Рычаг 3 с молоточком 2 при помощи прокладок 4 присоединен к контактной пластине 5 , вращающейся вокруг оси 6 . При прохождении тока по обмотке катушки $L3$ электромагнита рычаг 3 совершает качательное движение вследствие периодического замыкания и размыкания контакта $K3$ реле звонка. При этом молоточек ударяет каждый раз о колокол 1 . При нажатии на кнопку размыкается контакт $K1$ и работа звонка прекращается. В часах использован палетно-червячный преобразователь.

В электронно-механических часах для изготовления основных деталей широко используется пластмасса, что значительно упрощает технологию изготовления.

Камертонные генераторы

Камертонные генераторы в отличие от электронно-механических с колебательной системой баланс—упругий элемент обладают лучшими точностными характеристиками вследствие высокой добротности камертона. Камертонные генераторы могут иметь магнитоэлектрический или электромагнитный привод. Электронные схемы формирования обычно обеспечивают мягкий режим возбуждения автоколебаний. Данные генераторы различаются между собой типом применяемого камертона (замкнутый камертон, камертон со свободными ветвями и др.).

На рис. 4.21 показан камертонный генератор с электромагнитным приводом. Вблизи свободного конца каждой ветви 4 камертона установлены постоянные магниты 1 и 6 с полюсными наконечниками 3 . На постоянные магниты намотаны катушка освобождения 2 , включенная в базовую цепь, и импульсная катушка 5 , включенная в коллекторную цепь транзистора 7 . Магнитные потоки постоянных магнитов замыкаются через ветви камертона, изготовленного из магнитно-мягкого материала. При колебании ветвей камертона в катушках наводится индукционная э. д. с. приблизительно синусоидальной формы, причем индукционная э. д. с. сигнала освобождения, наведенная в катушке освобождения, оказывается недостаточной для отпираания транзистора и перевода

его в режим насыщения. Для облегчения отпирания транзистора на его базу подан отрицательный потенциал (смещение) через резистор R , включенный между отрицательным полюсом источника питания и базой транзистора. Конденсатор C предотвращает разряд источника питания через обмотку катушки освобождения. Индукционная э. д. с. сигнала освобождения отрицательной полярности отпирает транзистор, вследствие чего по обмотке импульсной катушки один раз за период колебания камертона будет протекать ток коллектора (импульса). Автоколебания возбуждаются в результате взаимодействия пульсирующего магнитного поля импульсной катушки с ветвью камертона.

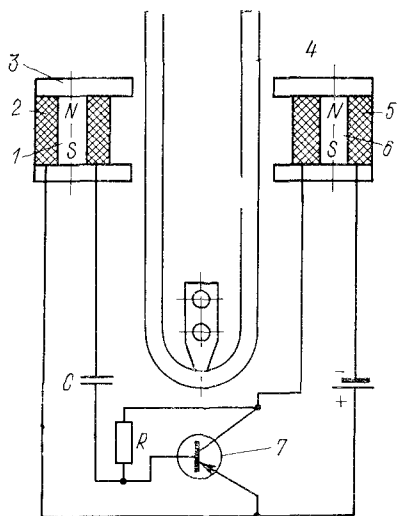


Рис. 4.21. Камертонный генератор с электромагнитным приводом

движно установлены импульсная катушка и катушка освобождения 7, намотанные на трубчатый каркас из пластмассы. Обмотка импульсной катушки разделена на две секции 4 и 8, соединенные последовательно. Обе эти секции включены в коллекторную цепь транзистора 5, а катушка освобождения 7 — в его базовую цепь последовательно с R - C -цепочкой смещения. Положительный полюс источника питания присоединен к эмиттерному электроду, а отрицательный — к общей точке катушки. Непосредственно после включения источника питания через переход эмиттер—база и обмотку катушки освобождения протекает начальный ток смещения, отпирающий транзистор, вследствие чего обеспечивается мягкий режим возбуждения автоколебаний. При некотором значении амплитуды колебаний камертона конденсатор C дополнительно заряжается индукционной э. д. с., наведенной в катушке освобождения, создавая при этом запирающее смещение. При достижении постоянной амплитуды устанавливается некоторое среднее значение положительного напряжения смещения за период колебаний T ($RC \gg T$), которое несколько меньше пикового значения индук-

ной катушки один раз за период колебания камертона будет протекать ток коллектора (импульса). Автоколебания возбуждаются в результате взаимодействия пульсирующего магнитного поля импульсной катушки с ветвью камертона.

На рис. 4.22 представлены схемы камертонных генераторов с магнитно-электрическим приводом для малогабаритных часов. К свободному концу каждой ветви камертона 1 припаяна магнитная система, состоящая из магнитопровода 2 в форме чашки, срезанной с двух сторон вдоль оси для уменьшения высоты, и постоянного магнита 3 конической формы, намагниченного в осевом направлении (рис. 4.22, а). В воздушном зазоре магнитной схемы неподвижно установлены импульсная катушка и катушка освобождения 7, намотанные на трубчатый каркас из пластмассы. Обмотка импульсной катушки разделена на две секции 4 и 8, соединенные последовательно. Обе эти секции включены в коллекторную цепь транзистора 5, а катушка освобождения 7 — в его базовую цепь последовательно с R - C -цепочкой смещения. Положительный полюс источника питания присоединен к эмиттерному электроду, а отрицательный — к общей точке катушки. Непосредственно после включения источника питания через переход эмиттер—база и обмотку катушки освобождения протекает начальный ток смещения, отпирающий транзистор, вследствие чего обеспечивается мягкий режим возбуждения автоколебаний. При некотором значении амплитуды колебаний камертона конденсатор C дополнительно заряжается индукционной э. д. с., наведенной в катушке освобождения, создавая при этом запирающее смещение. При достижении постоянной амплитуды устанавливается некоторое среднее значение положительного напряжения смещения за период колебаний T ($RC \gg T$), которое несколько меньше пикового значения индук-

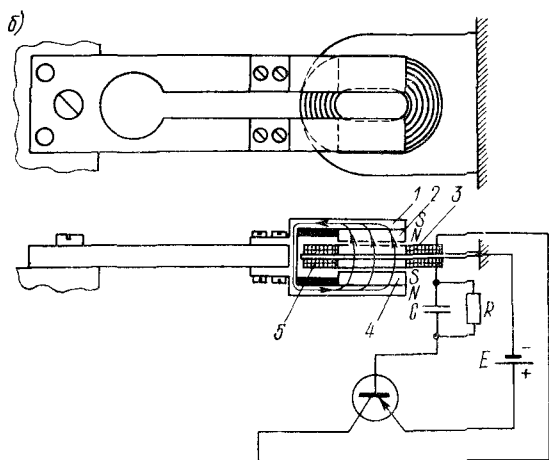
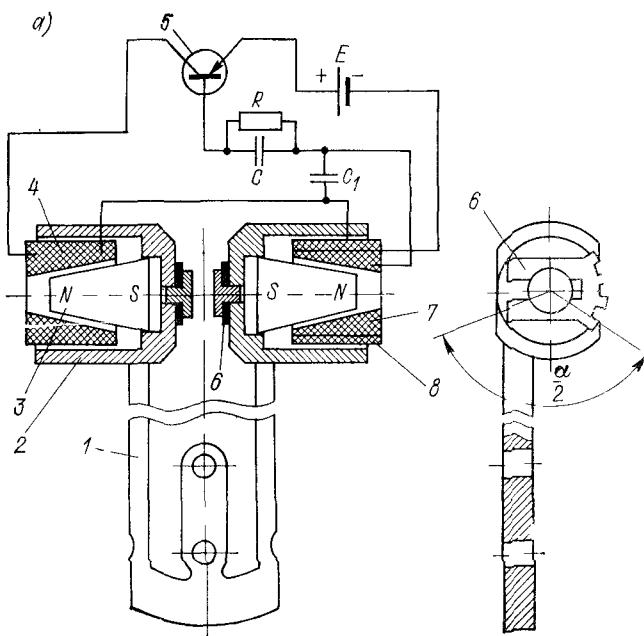


Рис. 4 22 Камертонные генераторы с магнитно электрическим приводом *a* — с магнитопроводом в виде цилиндрической чашки, *б* — с магнитопроводом в виде скобы

ционной э. д. с. сигнала освобождения (по абсолютному значению). Поэтому сигнал индукционной э. д. с. отрицательной полярности вызывает отпирание транзистора на короткий интервал времени, вследствие чего продолжительность импульса в стационарном режиме меньше половины периода T и составляет около 0,5 полу-периода. Камертону сообщается один импульс за период.

С целью уменьшения общей высоты камертонного генератора вместо катушки цилиндрической формы используют также плоские катушки (рис. 4.22, б). К концу каждой ветви камертона присоединена магнитная система, состоящая из магнитопровода 1 в виде скобы и двух постоянных магнитов 2 и 4 . В рабочем зазоре магнитной системы установлены катушка освобождения 5 и импульсная катушка 3 , приклеенные к пластмассовой пластинке с обеих сторон. Вместо двух катушек можно использовать одну катушку, но с двумя обмотками. Для передачи движения на стрелочный механизм или иное исполнительное устройство применяются механические, магнитные или электромеханические преобразователи.

На рис. 4.23 изображена диаграмма изменения во времени основных динамических параметров камертонного генератора; e_o , i_o , i_n , t_n , T , $I'_{ко}$ — имеют те же значения, что и на диаграмме рис. 4.14; y , \dot{y} — перемещение и скорость ветвей камертона; F_n , F_o — силы импульса и освобождения. В интервале между основными импульсами F_n и F_o на ветви камертона действуют движущая сила F'_o ($F'_o \ll F_n$) и сила торможения F'_n ($F'_n \ll F_o$), определяемые обратными токами $I_{бо}$ и $I'_{ко}$ закрытых переходов транзистора.

Следует отметить, что пиковое значение индукционной э. д. с. e_n , наводимой в импульсной катушке, зависит от скорости ветвей камертона в момент прохождения положения равновесия и, следовательно, от амплитуды колебаний ветвей камертона. Для камертона разность $E - e_n$ мала по сравнению с e_n , что вызывает сильное изменение тока импульса (коллекторного тока) при изменении амплитуды. Это обстоятельство способствует стабилизации амплитуды колебаний камертона. Камертонный генератор (см. рис. 4.22, а) применен в наручных часах «Слава». Их суточный ход не более ± 2 с, среднее значение потребляемого тока 6 мкА. Емкость электрохимического источника тока 80 мА·ч при напряжении 1,3 В достаточна для обеспечения непрерывной работы часов в течение не менее одного года. Поворотом регулировочных шайб 6 относительно направляющих держателя можно регулировать суточный ход часов.

На рис. 4.24 показан генератор, упругая система которого образована свободным краем тонкого упругого стакана 2 круглого сечения (кольцевой камертон). Основание стакана жестко закреплено на неподвижной оси 1^* . К свободному краю стакана присоединены четыре магнитные системы, отстоящие друг от друга на 90° . Каждая магнитная система образована магнитопроводом 6

* Пат. 453224 (Швейцария).

из магнитно-мягкого материала и двумя постоянными магнитами 3 и 7. В двух магнитных системах, расположенных по диаметру цилиндра (свободного края стакана), направления магнитных потоков в воздушных зазорах одинаковы. Но эти потоки противоположно

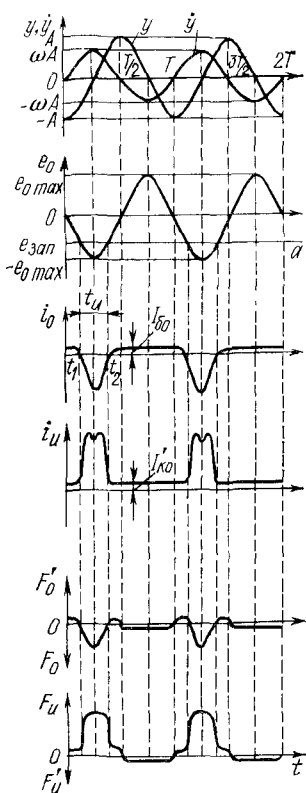


Рис. 4.23. Диаграмма изменения во времени динамических параметров камертонного генератора

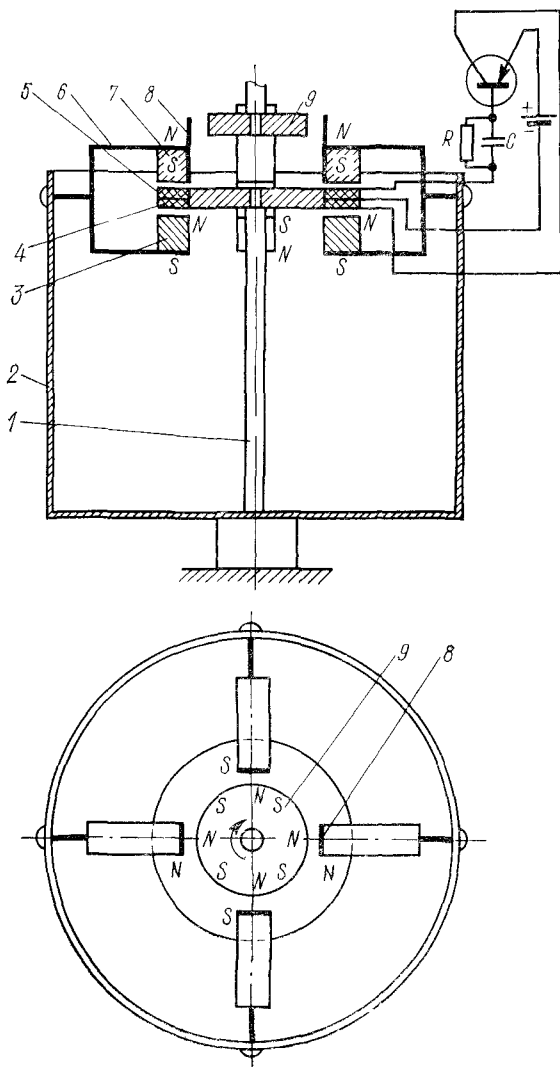


Рис. 4.24. Генератор с кольцевым камертоном

направлены потокам двух других магнитных систем. В воздушных зазорах помещены две плоские катушки: катушка освобождения 5 и импульсная катушка 4. Катушки установлены на неподвижной оси 1, причем существенно, чтобы центр катушек совпадал с центром цилиндра, образованного свободным краем упругого стакана.

Катушка освобождения включена в базовую, а импульсная катушка—в коллекторную цепь плоскостного транзистора. Электронная схема формирования здесь такая же, как и в генераторах на рис. 4.22.

При колебании свободного края упругого стакана первоначальная круглая форма его, деформируясь, принимает форму эллипса, вытягиваемого то в одном, то в другом диаметрально противоположном направлении, причем направление осей эллипсов совпадает с направлением осей симметрии обеих пар магнитных систем, отстоящих друг от друга на 180° . Таким образом, при колебании стакана в каждой стороне (плече) обмотки катушки освобождения наводятся индукционные э. д. с. e_0 , которые, складываясь, образуют амплитудное значение индукционной э. д. с., равное $2e_0$. Отрицательное значение индукционной э. д. с. вызывает появление тока базы i_0 , протекающего через переход эмиттер—база транзистора. При этом происходит отпирание транзистора и по обмотке импульсной катушки начинает протекать ток импульса (коллектора) i_n . Взаимодействие магнитного потока катушки привода с магнитным потоком постоянных магнитов вызывает появление механической силы импульса, возбуждающей автоколебания в регуляторе. Колебательная система получает один импульс за период колебаний.

Наличие в генераторе двух пар магнитных систем вместо одной вдвое увеличивает длину активных витков катушек, т. е. увеличивает потокосцепление, что в конечном итоге дает увеличение силы импульса и, следовательно, позволяет уменьшить расход энергии источника питания. Частота колебаний стакана вместе с присоединенными к нему магнитными системами зависит от геометрических размеров стакана, материала, из которого изготовлен стакан, массы магнитных систем и находится в пределах приблизительно от 30 до 1000 Гц.

Для преобразования колебательного движения стакана во вращательное движение исполнительного механизма можно применить ротор в виде многополюсного постоянного магнита или фенического колеса. Перемещение постоянных магнитов при колебании свободного края стакана вызывает пульсацию магнитных полей, действующих на ротор.

На рис. 4.24 показан пример выполнения двигателя. Многополюсный ротор 9, изготовленный из магнитно-твердого материала, помещен над катушками несколько выше верхней плоскости магнитных систем, причем центр вращения ротора совпадает с центром стакана или неподвижной оси. Верхние постоянные магниты снабжены полюсными выступами 8 из магнитно-мягкого материала, которые окружают ротор с некоторым зазором. Если ротору сообщить начальный толчок, то он начнет совершать вращательное движение; частота вращения ротора будет синхронна частоте колебаний стакана.

Пусть ротор первоначально занимает положение, изображенное на рис. 4.24. Если полюсные выступы полярности N магнитных систем приближаются к ротору, то полюсные выступы полярности S удаляются от него. При этом полюсные выступы N создают возрастающий эффект отталкивания на соседние полюса N ротора, тогда как влияние полюсных выступов S на полюса ротора уменьшается. Вследствие этого возникает усилие, поворачивающее ротор на один полюсный шаг. В течение следующего полупериода колебания стакана полюсные выступы S будут приближаться к ротору, а полюсные выступы N — удаляться от него. Это вызовет поворот ротора на следующий полюсный шаг в том же направлении. Таким образом, частота вращения ротора зависит от частоты колебаний стакана и числа пар полюсов ротора.

Электронно-механический прибор для определения моментов инерции малых деталей и жесткости спиральных пружин

При проектировании и изготовлении многих приборов производятся расчет и контроль параметров движения отдельных звеньев под действием приложенных к ним сил. Обычно эти звенья содержат инерционные и упругие элементы. В приборах времени для определения качества изготовления отдельных звеньев и уточнения регулировочных операций определяют моменты инерции баланса, деталей спуска, жесткость волоска и др.

На рис. 4.25, *a* представлена структурная схема прибора, разработанного в ЛИТМО для определения моментов инерции малых деталей и жесткости спиральных пружин [76]. В качестве измерительного преобразователя (датчика) использован электронно-механический генератор с колебательной системой баланс—волосок (Dm), который посредством разъема присоединен к измерительному блоку прибора. В данном приборе момент инерции I_n детали и жесткость K_n спиральной пружины определяются из следующих выражений:

$$I_n = \frac{K_0}{4\pi^2} T^2 - I_0; \quad K_n = \frac{4\pi^2 I_0}{T^2} - K_0, \quad (4.6)$$

где I_0 и K_0 — момент инерции и жесткость спиральной пружины ненагруженного измерительного преобразователя (датчика); T — период колебаний датчика, нагруженного деталью. Реле выдержки времени ($PВ$) позволяет начать измерения лишь после завершения переходного процесса в автоколебательной системе. Блок формирования ($БФ$) формирует импульсы прямоугольной формы с частотой, равной выходной частоте колебаний генератора (Dm). Эти импульсы поступают на счетно-решающее устройство ($Сч РУ$), которое в соответствии с (4.6) преобразовывает их для отсчета измеряемых величин в цифровой форме. Выходной двоично-десятичный сигнал преобразуется дешифратором ($Дш$) в десятичный и высвечивается на цифровом индикаторе ($Ич$). Измерение периода колебаний измерительной автоколебательной

системы, т. е. датчика *Дт*, осуществляется кварцевым генератором (*КГ*). Схема сброса (*СС*) предназначена для возврата цепей в исходное положение. Для учета моментов инерции деталей крепления (переходные втулки, цанги) предусмотрено устройство ввода (*УВ*). Переключатель (*ПК*) осуществляет коммутацию электрических цепей при пуске и остановке прибора.

На рис. 4.25, б приведена схема датчика, т. е. автоколебательной измерительной системы. Баланс выполнен в виде двух пар перекладин 9 и втулок, посаженных на ось 2. Волосок 8 датчика уста-

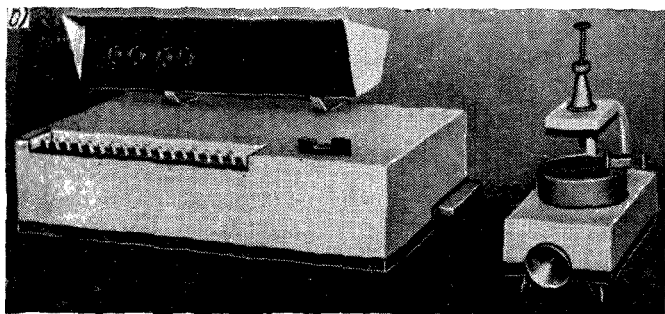
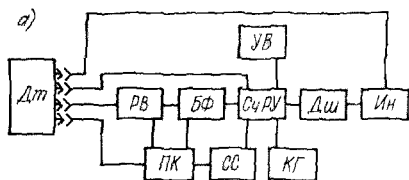
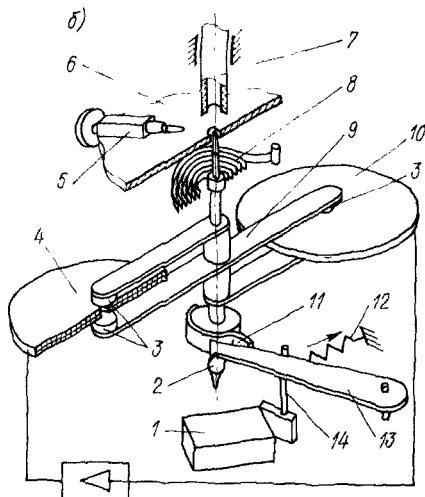


Рис. 4.25. Прибор для определения моментов инерции малых деталей и жесткости спиральных пружин: а — структурная схема; б — автоколебательная измерительная система; в — внешний вид прибора

новлен обычным способом. Втулки и перекладины изготовлены из магнитно-мягкого материала. К свободным концам перекладин приклеены две пары постоянных магнитов 3, образующие вместе с перекладинами две замкнутые магнитные системы. В рабочих зазорах магнитных систем расположены катушка освобождения 10 и импульсная катушка 4. Расположение катушек вместе с магнитными системами на разной высоте позволяет получить большую амплитуду колебаний баланса (около 300°). Система формирова-

ния импульса представляет собой усилитель сигнала освобождения, собранный по схеме с общим эмиттером. Пусковое устройство состоит из изогнутой пружины 11, присоединенной одним концом к оси баланса, пускового рычага 13, прижатого к водилу 14 пружиной 12, и электромагнита 1. В нерабочем состоянии баланс отведен от положения равновесия на угол пуска и удерживается в этом положении пусковым рычагом 13, который опирается на свободный конец пружины 11. При пуске автоколебательной системы электромагнит срабатывает, и якорь при помощи водила 14 выводит пусковой рычаг 13 из сцепления с пружиной 11, освобождая тем самым колебательную систему. Детали устанавливаются на выступающую часть оси баланса при помощи переходных втулок, цапг и пуансона 7, удерживаемого в исходном положении пружиной. Съем деталей производится центрирующим столиком 6. Для определения жесткости волосков предусмотрен дополнительный зажим 5.

На приборе можно измерять моменты инерции деталей от 10^{-10} до $9 \cdot 10^{-7}$ кг·м² и жесткости спиральных пружин от $1 \cdot 10^{-8}$ до $8 \cdot 10^{-6}$ Н·м. Погрешность измерения не превышает 2%.

4.3. КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ *

Кварцевый генератор состоит из кварцевого резонатора и электронной схемы возбуждения автоколебаний. Электронные схемы кварцевых генераторов разнообразны и хорошо изучены [3, 65]. Наибольший интерес представляют схемы генераторов для малогабаритных приборов времени, в которых должны удачно сочетаться высокая стабильность выходной частоты, малая потребляемая мощность и малые габариты. В работе [3] показано, что высокая стабильность частоты кварцевого генератора достигается при наличии в его схеме элемента с высокой фиксирующей способностью, которая вблизи резонансной частоты пропорциональна добротности. Следует отметить, что высокая фиксирующая способность обеспечивает высокую стабильность частоты не при всех возможных дестабилизирующих факторах. В частности, такие факторы, как изменение температуры окружающей среды, механические и климатические воздействия, старение, могут оказывать существенное влияние на частоту генератора даже при высокой фиксирующей способности. Поскольку дестабилизирующие факторы, действующие на кварцевый генератор, носят случайный характер, то для оценки погрешности частоты кварцевого генератора используется вероятностный метод (см. гл. 1).

Рассмотрим несколько типовых схем кварцевых генераторов, выполненных на МОП-структурах. На рис. 4.26, а изображена схема генератора, собранного на одном полевом транзисторе $T1$ с изолированным затвором и с каналом p -типа. Конденсаторы $C1$ и $C2$ образуют делитель напряжения, включенный между затвором

* Совместно с Л. Г. Муханиным.

транзистора и положительным полюсом источника питания. Кварцевый резонатор присоединен своими выводами к делителю напряжения. Резистор R_2 обеспечивает смещение, а резистор R_1 способствует фиксации амплитуды выходного периодического сигнала. Схема потребляет сравнительно большую мощность *.

Схема (рис. 4.26, б) отличается от предыдущей тем, что вместо резистора R_1 включен полевой транзистор с изолированным затвором. Напряжение делителя R_3 смещает затвор этого транзистора до значения, достаточного для перевода транзистора в режим

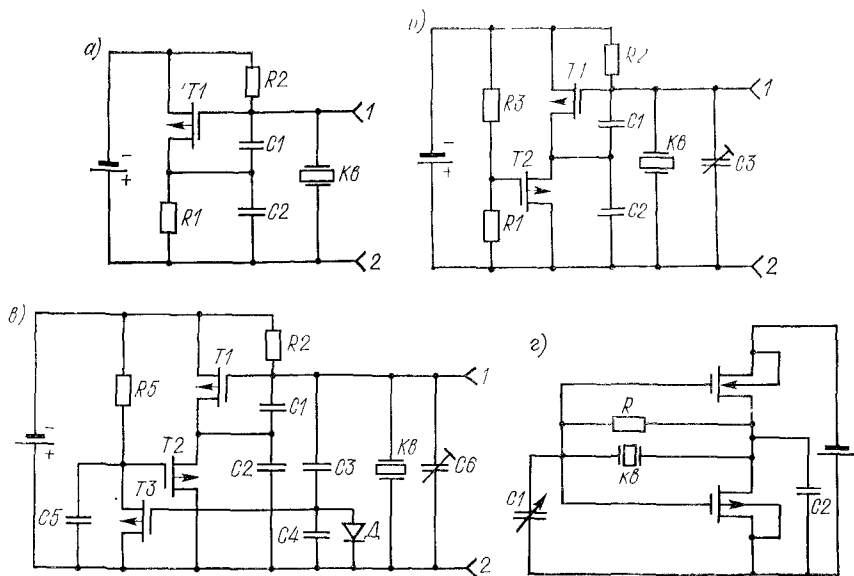


Рис. 4.26. Схемы кварцевых генераторов

насыщения по току. Регулирование частоты колебаний кварца в некоторых пределах осуществляется при помощи конденсатора C_3 . Схема может быть выполнена в интегральном исполнении, за исключением кварцевого резонатора и конденсатора C_3 . Схема дает возможность существенно снизить потери энергии и довести потребляемый ток до 1 мкА.

Следует заметить, что в схеме такого типа амплитуда переменного напряжения на зажимах кварцевого резонатора (напряжение между точками 1 и 2) прямо пропорциональна току, протекающему через транзисторы T_1 и T_2 , значение которого можно регулировать путем воздействия на управляющее напряжение транзистора T_2 . Это является предпосылкой для создания схем кварцевых генераторов с автоматической стабилизацией амплитуды колебаний кварца. Стабилизация амплитуды значительно улучшает точност-

* Пат. 504039 (Швейцария).

ные характеристики кварцевых генераторов, элементы которых подвержены влиянию изменяющегося во времени напряжения источника питания.

На рис. 4.26, в дана схема кварцевого генератора с автоматической стабилизацией амплитуды колебаний кварца. В качестве управляющего напряжения обратной связи используется напряжение емкостного делителя $C3, C4$, шунтированного диодом D . Это напряжение подается на изолированный затвор полевого транзистора $T3$, включенного вместо резистора (см. рис. 4.26, б). Канал транзистора $T3$ и резистор $R5$ образуют управляемый делитель, напряжение которого приложено к затвору транзистора $T2$. Конденсатор $C5$ служит для уменьшения влияния переменной составляющей напряжения управляемого делителя. При увеличении амплитуды переменного выходного напряжения, приложенного к кварцу, происходит пропорциональное уменьшение тока, протекающего через транзистор $T2$, и наоборот. Таким образом, путем управления значением тока, протекающего через транзистор $T2$, достигается автоматическая стабилизация амплитуды переменного выходного напряжения и, следовательно, амплитуды колебаний кварца. Данная схема (как и предыдущие схемы) возбуждается на частоте параллельного резонанса.

Развитие и совершенствование технологии изготовления комплементарных МОП-схем позволили разработать еще более экономичные схемы кварцевых генераторов для малогабаритных часов. Одна из подобных схем изображена на рис. 4.26, г. Схема содержит два МОП-транзистора с каналами n и p типов, кварцевый резонатор, выравнивающий резистор R , включенные между входом и выходом инвертора, и два конденсатора. Конденсатор $C1$ служит для регулирования частоты генератора, а конденсатор $C2$, емкость которого зависит от температуры, — для термокомпенсации схемы. Значение среднего потребляемого тока $0,5$ мкА и менее; частота колебаний кварца $32\,768$ Гц; сопротивление выравнивающего резистора лежит в пределах от 10 до 50 МОм; емкость конденсаторов от 15 до 30 пФ [100].

Схемы кварцевых генераторов на комплементарных МОП-транзисторах для малогабаритных часов имеют сравнительно широкий предел регулирования частоты (до $\pm 1 \cdot 10^{-3}$). При использовании конденсатора для температурной компенсации этот предел уменьшается.

5.1. ЦИФРОВАЯ ИНДИКАЦИЯ

В приборах времени для отображения временной информации находят применение наряду со стрелочной индикацией и цифровые индикаторные устройства, основанные на различных принципах действия: индикаторы электролюминесцентные; флюоресцентные; накальные; на светодиодах; на жидких кристаллах; на разрядных лампах и др. К основным параметрам цифровых индикаторов относятся [49]: яркость индикации; равномерность свечения; контрастность; размеры знаков; габариты индикатора; угол зрения; напряжение и ток электропитания; потребляемая мощность; рабочий температурный диапазон; срок службы и т. д. Цифры могут быть как обычными, так и сегментными. На рис. 5.1 изображена схема семисегментного индикатора.

Рассмотрим цифровые индикаторы для малогабаритных (наручных) кварцевых часов. В наручных кварцевых часах обычно применяют два типа электронных цифровых индикаторов, совместимых с интегральными схемами: индикаторы на жидких кристаллах и индикаторы на светоизлучающих диодах.

На рис. 5.2 приведена элементарная ячейка жидкого кристалла, в которой используется эффект динамического рассеивания. Элементарная ячейка жидкого кристалла состоит из двух параллельных стеклянных пластин 3 с тонким проводящим покрытием 2 на их внутренних поверхностях (окись олова) и жидкого кристалла 1, помещенного между пластинами. Толщина слоя жидкого кристалла 6—25 мкм обеспечивается при помощи распорок 4 из полимера. К проводящим покрытиям присоединены выводы 5.

Если к проводящему покрытию подвести напряжение постоянного тока или тока низкой частоты, то под влиянием электрического поля жидкость становится турбулентной, начинает рассеивать свет и становится непрозрачной. При снятии напряжения жидкий кристалл снова становится прозрачным. Этим свойством, получившим название динамического рассеивания, обладает лишь особая группа органических веществ, находящихся в жидкокристаллической фазе (нематические жидкокристаллические материалы).

Конструкция элементарной ячейки представляет собой конденсатор, причем диэлектриком служит жидкий кристалл. Цифровой индикатор состоит из семи сегментов, расположенных на одной составной плате. Каждый сегмент представляет собой независимую жидкокристаллическую элементарную ячейку. При подаче напряжения к соответствующим сегментам индикатор высвечивает

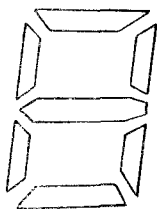


Рис. 5.1. Цифровой семисегментный индикатор

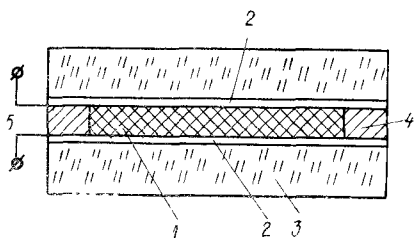


Рис. 5.2. Элементарная ячейка жидкого кристалла

цифры от 0 до 9. Для получения показаний в часах и минутах необходимы четыре подобных цифровых индикатора, расположенных в ряд. На рис. 5.3 сегменты высвечивают 12 ч 05 мин (а) и показано световое табло прибора (б) [95].

Достоинства системы индикации на жидких кристаллах — малое потребление электроэнергии, несложная технология изготовления индикаторов, независимость контраста от яркости внешней

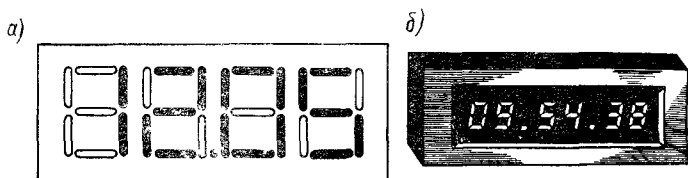


Рис. 5.3. Цифровое табло прибора

освещенности. Но в затемненных условиях для считывания показаний требуется вспомогательный подсвет. Показания цифр плохо различимы, если смотреть под углом к плоскости индикатора. К недостаткам жидкокристаллических индикаторов следует отнести также инерционность и ограниченный срок службы. В первых выпусках кварцевых часов применялись жидкокристаллические индикаторы, работающие в режиме динамического рассеивания при напряжении 10 В. Открытие нового оптического эффекта (эффекта поля), а также «твист»-эффекта, т. е. эффекта скручивания нематической структуры, позволило создать индикаторы с улучшенными эксплуатационными характеристиками. Индикаторы на эффекте поля работают при напряжении источника питания 2—5 В

и менее инерционны. Частота управляющего напряжения в индикаторах на динамическом рассеивании должна быть не более 25 Гц. Индикаторы «на твист»-эффекте могут работать при частотах 10—100 кГц. В табл. 5.1 приведены параметры жидкокристаллических индикаторов [46].

Таблица 5.1. Характеристика жидкокристаллических индикаторов

Параметр	Тип индикатора		
	на динамическом рассеивании	на «твист»-эффекте	на полевом эффекте
Источник возбуждения	Ток	Электрическое поле	
Плотность тока, мкА/см ²	10	1	1
Напряжение, В	10—15	5	2—3
Время, мс:			
включения	10—50	10	10
выключения	100—500	100	100—200
Контрастность	15 : 1	50 : 1	100 : 1

В настоящее время проводятся исследования жидкокристаллических индикаторов с целью получения цветных изображений, увеличения срока службы в интервале рабочих температур и уменьшения общей толщины индикатора, что позволит увеличить угол, под которым различимы показания индикатора.

Индикаторы на светоизлучающих диодах компактны, имеют высокую механическую прочность, дают четкие и яркие знаки и работают при напряжении менее 5 В постоянного тока в широком интервале рабочих температур. Светоизлучающие диоды изготавливаются из фосфида галлия и арсенид-фосфита галлия. При помощи легирующих примесей можно получить красные, зеленые и желтые свечения. Однако потребление электроэнергии этими индикаторами сравнительно велико. Так, семисегментный символ высотой 6,4 мм потребляет около 100 мВт на сегмент. Поэтому индикаторы на светоизлучающих диодах включаются лишь на время отсчета текущей информации. Для упрощения операции включения индикатора применяются инерционные переключатели, срабатывающие от движения руки, например ртутные, магнитные переключатели [70]. Усовершенствование индикаторов на светоизлучающих диодах предпринимается в направлении повышения яркости свечения путем улучшения качества используемых материалов, уменьшения рассеиваемой мощности, создания светодиодов с новыми цветами свечения и др.

Разрабатываются электрохромные индикаторы для малогабаритных часов. Они основаны на применении материалов, светоизлучающая способность которых изменяется под воздействием электрического поля [46]. В таких индикаторах могут быть использо-

ваны как неорганические материалы в виде окисных пленок, так и органические материалы. Особенность индикатора — необходимость подачи сигнала стирания изображения, так как индикация сохраняется и после удаления электрического поля. Индикаторы могут работать в широком интервале рабочих температур в импульсном режиме.

По сравнению со стрелочной индикацией цифровые индикаторы обеспечивают легкость считывания показаний большого числа значащих разрядов и устраняют расхождения при считывании показаний.

5.2. СХЕМЫ КВАРЦЕВЫХ ПРИБОРОВ ВРЕМЕНИ

Создание наручных кварцевых часов и освоение их серийного выпуска является значительным научно-техническим достижением в области приборостроения, так как это позволило более чем на два порядка повысить точность измерения времени при помощи малогабаритных часов общего пользования, а также увеличить продолжительность их автономного функционирования. В современных кварцевых наручных часах применяются большие интегральные схемы (БИС), выполненные на комплементарных МОП-схемах (КМОП) и на биполярных инжекционных И²Л-структурах.

Развитие КМОП-схем идет в направлении совершенствования технологии изготовления, увеличения функциональной плотности БИС и уменьшения размеров кристалла. Созданы КМОП-схемы на сапфировой подложке, которые имеют меньшие размеры, высокое быстродействие и меньшую потребляемую мощность, чем КМОП-схемы на монокристаллических кремниевых подложках. Подобные КМОП-схемы могут найти успешное применение в малогабаритных часах с высокочастотным кварцевым резонатором.

Биполярные И²Л-схемы обладают высоким уровнем интеграции и быстродействием. Они легко могут быть совмещены на одном кристалле с более мощными структурами. На одной биполярной БИС могут быть выполнены все хранирующие и формирующие блоки кварцевых часов с цифровой индикацией, а именно: делитель частоты; логическая часть схемы и управляющий формирователь для цифрового индикатора.

На рис. 5.4, а приведена полная схема кварцевых наручных часов с интегральной микросхемой [98]. Размеры семисегментного жидкокристаллического цифрового индикатора $9,25 \times 5,85$ мм. Цифровой индикатор высвечивает десятки и единицы часов 12 и 13, десятки и единицы минут 15 и 16, причем индикация часов отделена от индикации минут светящейся точкой 14. Частота колебаний кварцевого элемента резонатора 32 768 Гц. Питание схемы осуществляется от гальванического элемента напряжением 1,58 В. Так как напряжение питания индикатора 3—5 В, то предусмотрен повышающий преобразователь напряжений, собранный на трех диодах *D* и трех конденсаторах *C*. При работе часов на установочные входы γ , δ и ϵ подано напряжение питания 1,58 В, а переключатели

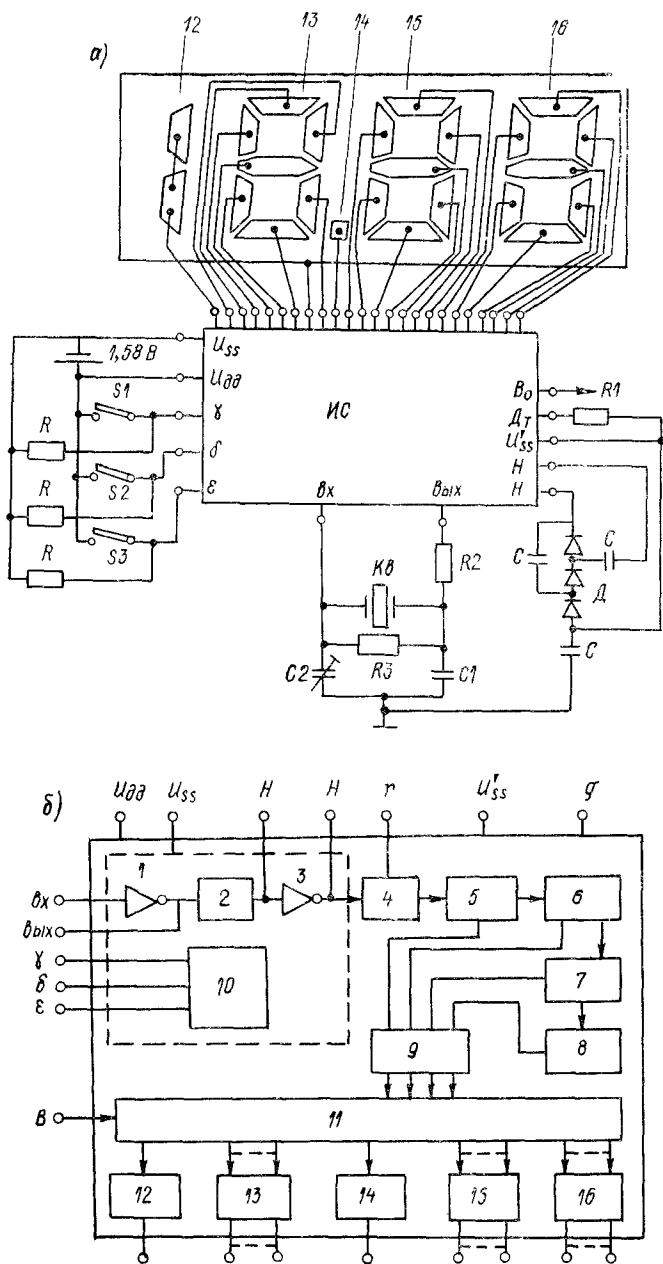


Рис. 5.4. Схема наручных кварцевых часов с жидкокристаллическим индикатором: а — полная схема часов; б — структурная схема интегральной микросхемы

S1, *S2* и *S3*, предназначенные для начальной установки времени, разомкнуты. При замыкании переключателя *S3*, т. е. при подаче на вход ϵ нулевого потенциала, два последних разряда индикатора будут высвечивать единицы и десятки секунд вместо единиц и десятков минут. При этом разряды часов гаснут, но точка *14* светится. Если затем снова разомкнуть переключатель *S3*, то точка *14* погаснет на 2—3 с. В течение этого времени два последних разряда индикатора будут индцировать дату. Установка счетчика числа (даты) и счетчика часов производится путем периодического замыкания и размыкания переключателей соответственно *S1* и *S2*. Установка счетчика минут осуществляется при помощи переключателя *S1* так же, как и счетчика числа. Предварительно следует счетчик часов установить в состояние *12* и переключатель *S3* замкнуть. Запуск часов (после установки времени) производится путем подачи высокого потенциала на запускающий вход B_0 .

На рис. 5.4, б представлена структурная схема интегральной микросхемы для наручных часов с жидкокристаллическим индикатором. Микросхема выполнена на одном кристалле по технологии КМОП-схем с высокой плотностью размещения элементов. Кварцевый резонатор подключен к контактам *vx* и *vyx* микросхемы. Выходные сигналы кварцевого генератора *1* ($f = 32\,768$ Гц) поступают на делитель частоты *2* с коэффициентом деления 2^5 , затем через буферный усилитель *3* на делитель частоты *4* с коэффициентом деления 2^{10} . Таким образом, на регистр запоминания секунд *5* поступают импульсы тока с периодом следования 1 с. Делители частот *6*, *7* и *8* формируют импульсы с периодом повторения соответственно 1 мин, 1 ч и 1 день (24 ч), которые поступают через мультиплексное устройство *9* на дешифратор *11*. Выходы дешифратора, подключенные к индикаторному устройству, управляют ключами индикации десятков и единиц часов *12* и *13*, запятой (светящейся точкой) *14*, десятков и единиц минут *15* и *16*. Блок управления *10* предназначен для начальной установки времени при помощи внешних схемных элементов (переключатели *S1*, *S2*, *S3*). К выводам *H* подключен повышающий преобразователь напряжения (диоды *D* и конденсаторы *C*); U_{dd} — напряжение питания; U_{ss} — нулевое напряжение; *r* — общий контакт для подключения индикации; *g* — контакты контроля уровня напряжения. Вывод *B* микросхемы предназначен для контроля дешифратора. При подаче на микросхему высокого потенциала должны загораться все сегменты индикатора. Конденсатор *C2* переменной емкости (подстроечный) служит для регулирования выходной частоты кварцевого генератора. Уменьшение влияния изменения температуры окружающей среды на выходную частоту генератора достигается при помощи конденсатора *C1*, емкость которого зависит от температуры (рис. 5.4, а).

На рис. 5.5 изображена структурная схема часовой БИС, выполненная на одном кристалле [69]. Схема обеспечивает выполнение всех функций хронирования и управления жидкокристалли-

ческими индикаторами. Сигналы кварцевого генератора частотой 32 768 Гц после усиления в усилителе 1 подводятся к 15-каскадному делителю частоты 2. Выходная частота делителя (1 Гц) подключена к управляющей логической схеме, которая вырабатывает часовые, минутные и секундные сигналы, причем последние в виде двух мигающих точек частотой 1 Гц. Эти данные поступают на дешифратор 4, выходы которого управляют ключами индикации 5, 6, 7, 8 и 9 соответственно десятков и единиц часов, секунд, десятков и единиц минут. Выход 3 с седьмого каскада делителя с частотой сигнала 256 Гц после предварительного формирования

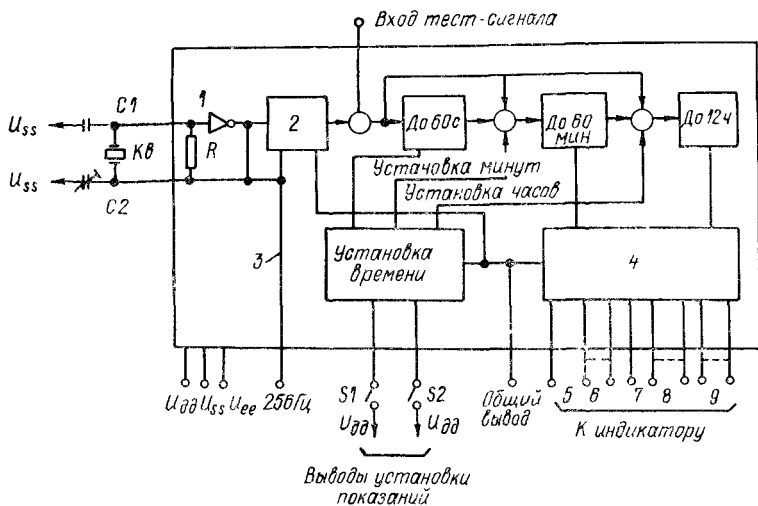


Рис. 5.5. Структурная схема часовой БИС

в П-образные импульсы длительностью 30 мкс подведен на вход повышающего преобразователя напряжения для питания жидкокристаллических индикаторов на полевом эффекте (3—6 В). Для питания часовой интегральной схемы и повышающего преобразователя используется одна стандартная батарея напряжением 1,6 В. Корректировка показаний времени (установка времени) производится двумя однополюсовыми переключателями $S1$ и $S2$; U_{dd} — нулевое напряжение; $U_{ss} = 1,5$ В; $U_{ee} = 6$ В. В часовой промышленности используются большие интегральные схемы, выполненные на одном монолитном элементе размерами $4,47 \times 4,50$ мм, $3,94 \times 4,00$ мм и др. для наручных кварцевых часов. Эти БИС содержат все компоненты для непосредственного управления цифровыми индикаторами, за исключением кварцевого резонатора и конденсатора переменной емкости. Рассеиваемая мощность около 15 мкВт.

На рис. 5.6, а приведена схема наручных кварцевых часов со стрелочной индикацией отечественного производства. Интеграль-

ная схема (ИС), выполненная на одном монокристаллическом элементе, состоит из схемы возбуждения автоколебаний кварцевого элемента на частоте 32 768 Гц, делителя частоты, усилителя и формирователя. С выхода интегральной схемы на обмотку шагового двигателя (ШД) поступают импульсы постоянного тока чередующейся полярности с частотой 1 Гц. К шаговому двигателю подключен

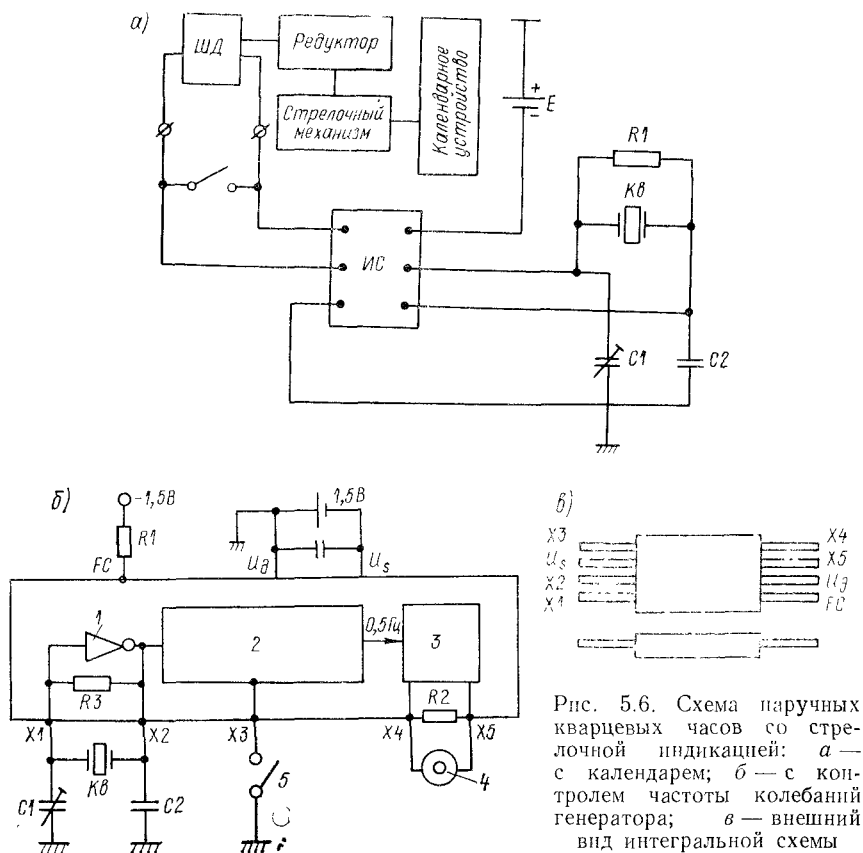


Рис. 5.6. Схема наручных кварцевых часов со стрелочной индикацией: а — с календарем; б — с контролем частоты колебаний генератора; в — внешний вид интегральной схемы

передаточный механизм (редуктор) со стрелочным индикатором времени и календарным устройством. Регулирование выходной частоты колебаний кварцевого генератора осуществляется при помощи подстроечного конденсатора $C1$. Термокомпенсация в некотором интервале температур обеспечивается конденсатором $C2$, емкость которого зависит от температуры.

На рис. 5.6, б приведен другой вариант выполнения схемы наручных часов со стрелочной индикацией. Микросхема, выполненная на одном кристалле по технологии КМОП-схемы, состоит из схемы возбуждения автоколебаний кварцевого резонатора 1,

16-разрядного делителя частоты 2, усилителя-формирователя 3, к внешнему выходу которого подключен шаговый двигатель 4. Переключатель возврата 5 предназначен для установки показаний времени.

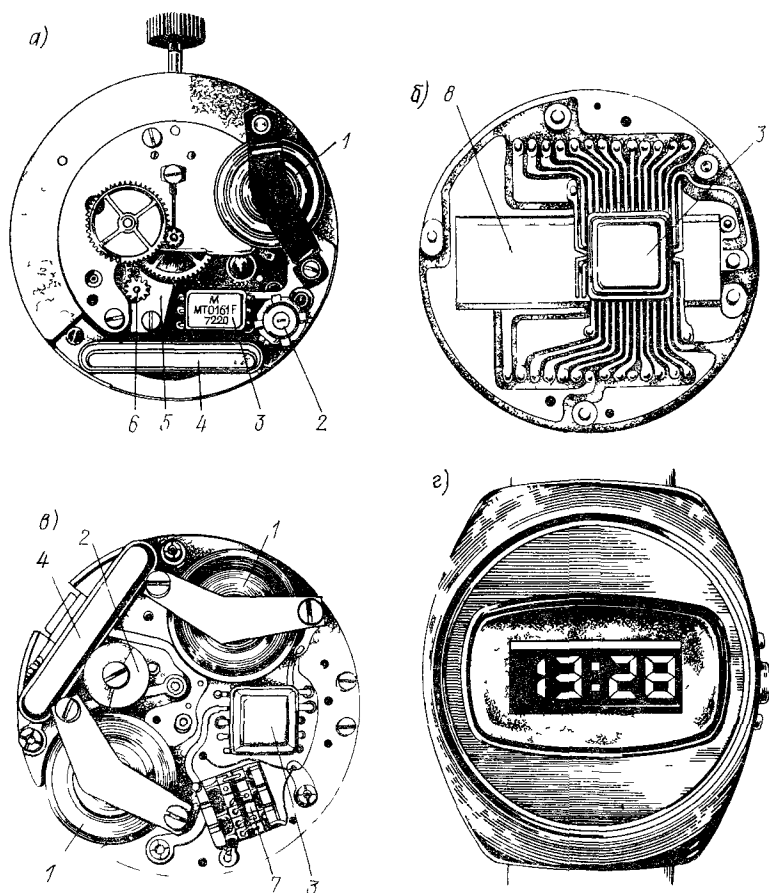


Рис 5.7 Кварцевые наручные часы со стрелочной (а) и цифровой (б, в) индикацией, г — внешний вид часов;

1 — гальванический элемент, 2 — подстроечный конденсатор (триммер), 3 — интегральная микросхема, 4 — кварцевый резонатор, 5 — шаговый двигатель, 6 — триб на оси двигателя, 7 — повышающий преобразователь напряжения, 8 — цифровое табло

На рис. 5.6, в отдельно показан внешний вид интегральной схемы с восемью штырями, обозначения которых совпадают с обозначениями выводов на структурной схеме. Вывод *FC* предназначен для контроля частоты колебаний кварцевого генератора. Назначения других выводов видны из самой схемы. Некоторые данные часов: напряжение питания 1,5 В, длительность выходного импульса на шаговый двигатель 15,6 мс; среднее значение потреб-

ляемого тока 9 мкА, ток, потребляемый интегральной схемой, включая кварцевый генератор, 3,5 мкА; сопротивление обратной связи $R3 = 20$ мОм; сопротивление резистора, подключенного к клеммам шагового двигателя, $R2 = 2,5$ кОм.

На рис. 5.7, а, б и в показаны наручные кварцевые часы (без корпуса) со стрелочной (а) и с цифровой индикацией на жидких кристаллах (б и в). На рис. 5.7, г показан внешний вид наручных часов с жидкокристаллическим индикатором [92].

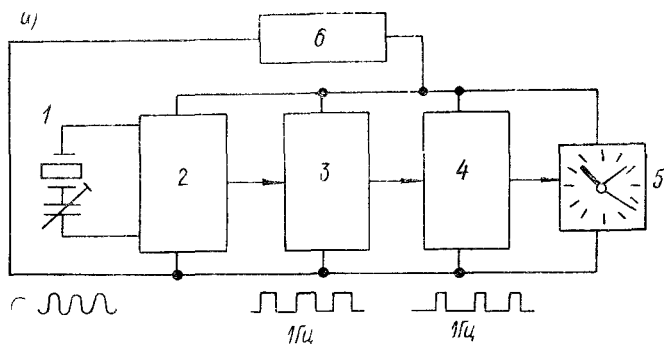
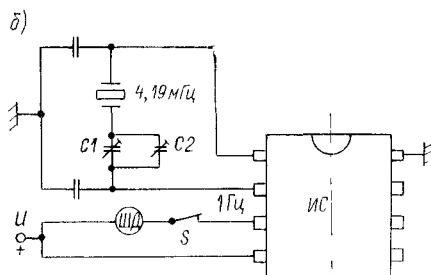


Рис 5.8 Схема крупногабаритных кварцевых часов со стрелочной индикацией а — структурная схема; б — интегральная схема



На рис. 5.8, а дана структурная схема крупногабаритных кварцевых часов со стрелочной индикацией [93]. В часах использован резонатор с кварцевым элементом в форме круглой или квадратной плоскопараллельной пластины с частотой колебаний $f = 4\,194\,304$ Гц (2^{22}). Колебания кварцевого резонатора 1 возбуждаются электронной схемой 2. Делитель частоты 3 с 22-бистабильными релаксационными каскадами имеет на выходе сигнал частотой 1 Гц, который формируется и усиливается в усилителе 4 для обеспечения надежного функционирования электромеханического преобразователя 5. Длительность импульса на выходе усилителя 31,2 мс.

Интегральная схема (электронный блок) часов выполнена на одном кристалле (рис. 5.8, б). Регулирование частоты колебаний кварцевого резонатора осуществляется путем изменения емкости двух конденсаторов $C1$ и $C2$: один конденсатор с большой емкостью для грубого регулирования и другой конденсатор с малой емкостью

для точного регулирования частоты. Напряжение источника питания 6 18 В. Средний ток 135 мкА, допускаемая ударная перегрузка 500 г, масса без батарей 90 г, температурный коэффициент в интервале температур от 5 до -40°C около $4 \cdot 10^{-6}$. Работа часов допустима в интервале температур от -10 до $+60^{\circ}\text{C}$. Рассмотрен-

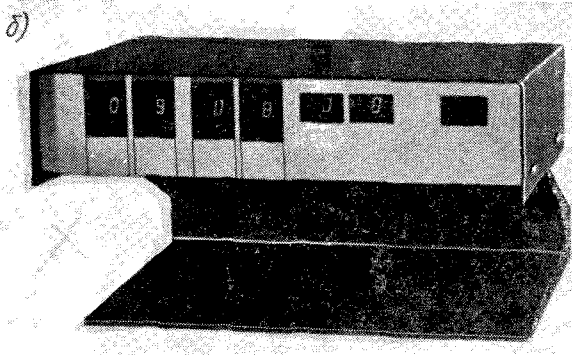
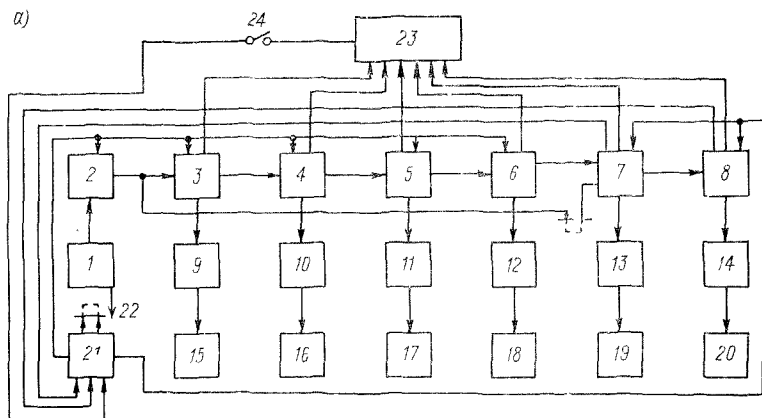


Рис. 5.9. Кварцевый хронометр: а — структурная схема; б — внешний вид

ная схема может быть использована для создания автомобильных часов, бортовых хронометров, настольных часов и др.

На рис. 5.9, а приведена структурная схема кварцевого хронометра с цифровой индикацией, разработанного в ЛИТМО. Выходная частота кварцевого генератора 1 при помощи делителя частоты 2 понижается до 1 Гц и подводится к кольцевым делителям 3—8, коэффициенты деления которых соответствуют разрядам единиц секунд, десятков секунд, единиц минут, десятков минут, единиц часов, десятков часов. Кольцевые делители посредством

распределителей 9—14 управляют работой цифровых индикаторов 15—20, выполненных на светоизлучающих диодах. Каждая ячейка (цифра) индикатора состоит из семи сегментов. Устройство 21 служит для корректировки показаний часов и для сброса всех делителей после окончания 24-часового цикла счета. В схеме часов предусмотрены кнопки «ручной сброс» 22. Программное устройство 23, содержащее набор переключателей, соединенных с кольцевыми делителями, позволяет получить управляющий импульс тока в любой заранее выбранный момент времени от 0 до 24 ч с дискретностью 1 с. Подключение программного устройства посредством тумблера 24 к устройству сброса 21 позволяет получить набор временных интервалов от 1 с до 24 ч также с дискретностью 1 с. Все узлы прибора собраны на печатных платах с использованием интегральных схем.

На рис. 5.9, б показан внешний вид хронометра без программного устройства. Его габаритные размеры $163 \times 132 \times 40$ мм; напряжение питания 3 В; температурный коэффициент в интервале температур 0—40° С 0,01 с [8].

Обычные кварцевые наручные часы могут иметь пять функций: индикацию часов, минут, секунд, числа (даты) и месяца. Для увеличения числа дополнительных функциональных возможностей получили развитие программируемые часовые БИС, которые представляют собой миниатюрные компьютеры. Уже созданы модели кварцевых часов-калькуляторов. Ведутся поисковые работы по созданию наручных кварцевых часов с радиоприемником, в частности с приемником персонального вызова, с цифровой обработкой сигналов и др.

В работе [26] приведены результаты испытания кварцевых наручных часов на вибрационное и ударное воздействие. В часах установлен резонатор с кварцевым камертоном, совершающим колебания с частотой 32 768 Гц. Вибрационное воздействие на 30 шт. часов осуществлялось в течение 3 ч при амплитуде колебаний стола вибростенда 0,75 мм в диапазоне частот 10—500 Гц. После вибрационного воздействия относительные изменения частоты кварцевых генераторов не превышали $\pm 5 \cdot 10^{-7}$.

В табл. 5.2 представлены результаты испытания на ударную перегрузку кварцевых наручных часов при их падении с разной высоты циферблатом вниз (А), циферблатом вверх (В) и ребром (С) на дубовую доску толщиной 10 мм [26]. Определение относительного изменения частоты $\Delta f/f$ кварцевого генератора производилось через 10 мин после каждого удара. Сначала часы сбрасывались с разной высоты циферблатом вниз (свободное падение). Затем опыт был повторен, но часы сбрасывались циферблатом вверх. Наконец, было произведено испытание часов при трехкратном боковом ударе (ребром) о дубовую доску. В таблице приведены средние данные относительного изменения частоты 30 экземпляров кварцевых наручных часов. Для кварцевых часов с кварцевым элементом в форме стержня с частотой колебаний изгиба 32 768 Гц

Таблица 5.2. Относительное изменение частоты $\Delta f/f$ кварцевого генератора после удара

Высота падения часов, м	Положение часов при падении	$\Delta f/f$
0,25	A	0
	B	0
0,50	A	0
	B	0
0,75	A	$0,1 \cdot 10^{-6}$
	B	$4,0 \cdot 10^{-6}$
1,0	A	$0,2 \cdot 10^{-6}$
	B	$6,0 \cdot 10^{-6}$
0,3	C	$1,31 \cdot 10^{-6}$
0,5	C	$2,29 \cdot 10^{-6}$

среднее значение относительного изменения частоты после трехкратного падения с высоты 0,3 м составило $10 \cdot 10^{-6}$. Следует заметить, что при свободном падении часов на твердое дерево с высоты 1 м ударная перегрузка составляет 3000—5000 g при длительности удара 0,1—0,3 мс.

Важным в направлении повышения эффективности массового производства кварцевых наручных часов является: автоматизация сборки и контроля основных операций; сокращение общего числа компонентов и соединений; снижение расхода энергии источника питания; уменьшение габаритов; повышение функциональной и метрологической надежности; создание новых электрических источников питания, обеспечивающих значительное увеличение продолжительности автономного функционирования часов.

5.3. ПРИБОРЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ *

Измерители интервалов времени находят широкое применение в различных областях науки и техники: в экспериментальной баллистике, ракетной технике, ядерной физике, радиолокации, космологии, при экспериментальных исследованиях динамических процессов в машинах, аппаратах, системах автоматики и др.

По применяемому методу измерения интервалов времени все рассматриваемые приборы можно разбить на три группы [12]: аналоговые, счетные и приборы, основанные на методе совпадения.

* Совместно с Л. Г. Муханиным.

В первой группе приборов в течение измеряемого промежутка времени происходит плавное увеличение или уменьшение некоторого параметра (угла поворота ротора синхронного двигателя, напряжения на конденсаторе). Значение измеряемого интервала времени определяется по приращению этого параметра. В приборах второй группы измеряемый интервал времени определяется по числу периодов стабильных колебаний, которое укладывается в измеряемом интервале времени (метод последовательного счета). В приборах третьей группы при измерении интервала времени между двумя импульсами (начало и конец события) первый импульс при помощи тех или иных технических средств задерживается на точно известный интервал времени. Процесс измерения заключается в подборе времени задержки первого импульса относительно второго.

Измерители интервалов времени могут выдавать и дополнительную информацию, такую, как размер и знак отклонения от заданного интервала времени, который может быть выдан в виде электрических сигналов для воздействия на систему управления теми или иными процессами.

Счетный метод измерения интервалов времени имеет наибольшее распространение, особенно в последнее время, в связи с созданием малогабаритных кварцевых генераторов стабильных колебаний. Измерители интервалов времени (ИИВ), основанные на методе последовательного счета, так же, как и часы, могут быть механическими, электромеханическими, электронными. В отличие от часов они обязательно содержат устройства пуска и останова и устройство установки прибора в нулевое положение. Пуск, остановка и возврат на 0 выполняются или вручную (механические ИИВ), или автоматически при подаче управляющих сигналов. В измерителях интервалов времени в качестве окончного блока применяются стрелочная и цифровая индикация, а также регистрирующие устройства; информация может быть выдана и в кодовой форме для ввода в ЭВМ.

Отечественная часовая промышленность выпускает большое число видов механических и электромеханических секундомеров и хроноскопов, например секундомеры простого действия и секундомеры, позволяющие определять как суммарную продолжительность нескольких последовательных событий, так и длительность каждого события в отдельности. Механические приборы позволяют определять длительность интервала времени до $(2 \div 5) 10^{-3}$ с, их точностные параметры ограничены.

Широкое применение в науке и технике получили электронные измерители интервалов времени. Увеличение точности измерения и разрешающей способности достигается при помощи высокостабильных кварцевых генераторов и увеличением частоты квантования. Некоторые существующие цифровые приборы имеют разрешающую способность до нескольких нс. Цифровые показания могут быть выведены на световое табло, экраны телевизоров, печата-

ющие устройства. Так, электронные секундомеры могут входить в состав комбинированных приборов, работающих в зависимости от условий эксплуатации таких, как секундомеры или программное реле времени.

На рис. 5.10 дана схема секундомера для измерения времени при беге легкоатлетов на короткие дистанции (100—400 м). На каждой беговой дорожке I—VI установлены по шесть фоторезисторов (фотодиодов), которые включены по схеме, обеспечивающей

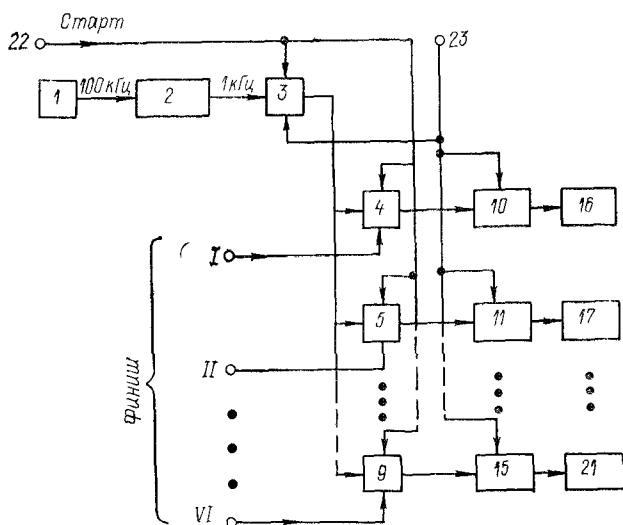


Рис. 5.10. Структурная схема секундомера

получение финишного электрического импульса П-образной формы длительностью около 200 мс при одновременном затемнении корпусом бегущего спортсмена не менее трех соседних фоторезисторов в середине дорожки и не менее двух фоторезисторов по краям дорожки. Для получения стартового сигнала используется стартовый пистолет 22 с холостым патроном. В ствол пистолета встроен контакт, который на короткое время замыкается при выстреле. Выходная частота кварцевого генератора 1, равная 100 кГц, посредством блока делителя частоты 2 понижается до 1 кГц [85].

Стартовый импульс замыкает своим передним фронтом вентили (коммутаторы) 3—9, вследствие чего выходная стабильная частота делителя (1 кГц) подключается к декадным счетчикам 10—15, содержащим по пять декад (от 1000 Гц до 0,1 Гц). Финишный импульс размыкает вентили 3—9 и отключает тем самым цепи счетчиков 10—15 от генератора.

Таким образом, счетчики содержат суммарное время между стартовым и финишным импульсами с ценой деления до 1 мс.

Однако для показания времени на газоразрядных цифровых индикаторах 16—21 используются только четыре декады с ценой деления 0,01, 0,1, 1 и 10 с. Следовательно, в строке газоразрядных цифровых ламп может быть отсчитано время от 0,01 до 99,99 с. При нажатии на кнопку 23 показания индикаторов возвращаются в нулевое положение и вентили размыкаются.

На рис. 5.11 приведена схема установки для измерения и регистрации интервалов времени на спортивных соревнованиях (бег, гребля, велогонки, плавание и др.) *. Выходная частота кварцевого генератора 2 ($f = 82,2$ кГц) делится на два первым делителем 3 ($f_1 = 44,1$ кГц). Второй делитель 4 понижает частоту электрических импульсов до $f_2 = 100$ Гц.

Частоты f_1 и f_2 подводятся к прибору 10 управления телевизионной камерой 12, предназначенной для съема кадров на старте или финише. Камера формирует кадры с частотой $f_2 = 100$ Гц при частоте строчной развертки $f_1 = 44,1$ кГц и направляет соответствующие сигналы кадров через смеситель 8 в магнитное записывающее устройство 9, направляющая магнитной ленты которой имеет форму винтовой линии. Если в измерительной системе применена одна телекамера, то продолжительность одного оборота магнитной головки соответствует смене одного кадра. Таким образом, за время одного оборота магнитной головки на магнитной ленте записывается один кадр. Внешний сигнал (например, стартовый или вблизи финиша) замыкает контакт 1, вследствие чего электронное реле 5 переключает импульсы стабильной частоты $f_2 = 100$ Гц к счетчику времени 6, установленному предварительно в нулевое положение. Выходные сигналы счетчика времени управляют работой прибора 7, обеспечивающего вывод текущего времени в цифровой форме на экран телекамеры. Этот прибор предварительно установлен в нулевое положение. Сигналы прибора 7 с частотой следования 100 Гц смешиваются в смесителе 8 с сигналами кадров, доставляемых телекамерой 12, и поступают в устройство 9. В блоке 9 накапливаются кадры с указанием истекшего времени прохождения каждого кадра через 0,01 с в виде цифр. После прохождения спортсменом финиша приборы 6 и 7 устанавливаются в нулевое положение и камера выключается. Полученные на магнитной ленте отдельные

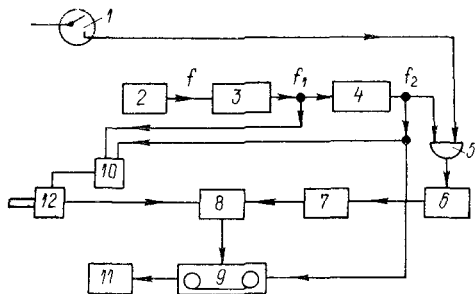


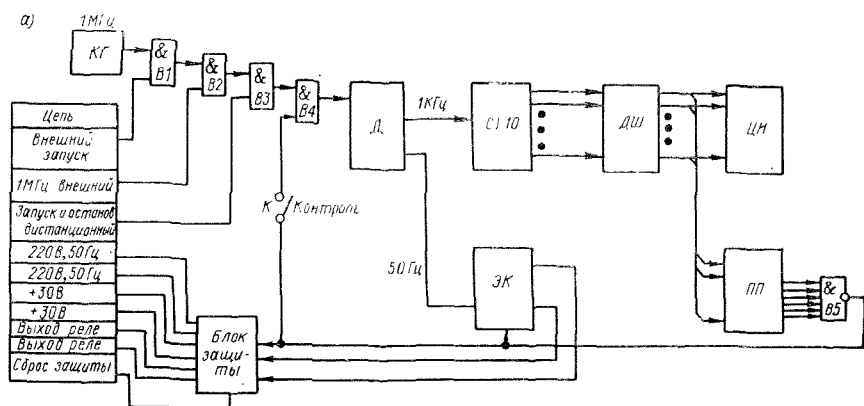
Рис. 5.11. Схема установки для измерения времени на спортивных соревнованиях

кадры с указанием истекшего времени прохождения каждого кадра через 0,01 с в виде цифр. После прохождения спортсменом финиша приборы 6 и 7 устанавливаются в нулевое положение и камера выключается. Полученные на магнитной ленте отдельные

* Пат. 2047653 (ФРГ).

кадры с соответствующими метками времени можно воспроизвести на приборе 11.

На рис. 5.12, а дана структурная схема кварцевого секундомера, разработанного в ЛИТМО. Стабилизированная частота квар-



б)



Рис. 5.12. Кварцевый секундомер-таймер: а — структурная схема; б — внешний вид

цевого генератора КГ 1 мГц через вентили B_1 — B_1 поступает на делитель частоты Д. Выходные частоты делителя равны 1 кГц и 50 Гц. Последовательное соединение вентилях B_1 — B_4 обеспечивает подключение внешнего источника частоты в режимах «Внешний запуск», «Запуск и останов дистанционный», а также автоматический останов его через установленный промежуток времени в режиме «Контроль» (выключатель К замкнут).

По цепи «Внешний запуск» производится управление вентилем *В1*. При закрывании вентиля *В1* подача счетных импульсов прекращается. В этом случае прибор может работать при подключении внешнего источника частоты по цепи «1 МГц внешний». Коммутируя цепь «Запуск и останов дистанционный», можно дистанционно управлять запуском и остановом секундомера, а также измерять длительность одиночных электрических импульсов. Выходные импульсы делителя *Д* частотой 1 кГц поступают на шестизрядный десятичный счетчик импульсов *СТ-10* с выходным

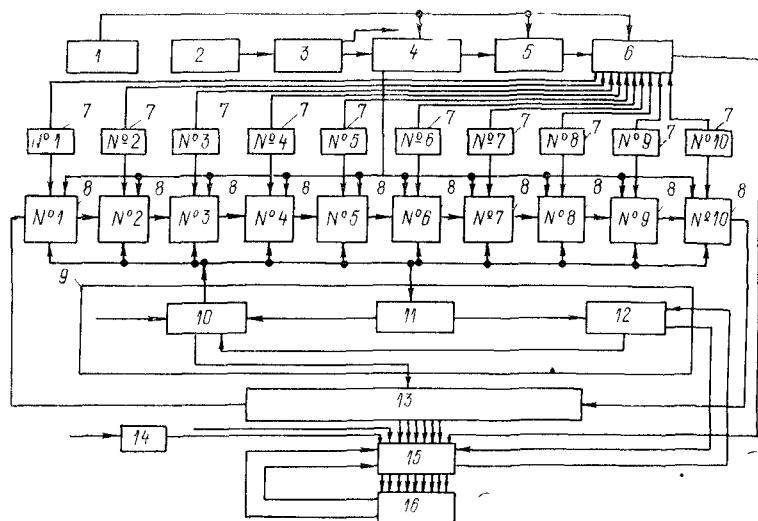


Рис 5 13 Структурная схема прибора для спортивного хронометража

двоично-десятичным кодом 8—4—2—1. Этот код преобразуется дешифратором *ДШ* в десятичный позиционный код, который управляет цифровыми индикаторами табло *ЦИ* и поступает на шестизрядный программный переключатель *ПП*. Последний предназначен для точной установки времени включения периферийных устройств.

Код, поступающий с дешифратора, сравнивается с кодом, установленным программным переключателем. При равенстве кодов шестиходовым логическим элементом *В5* формируется команда в виде электрического потенциала. Эта команда поступает в блок защиты, где преобразуется до напряжения 30 В при токе 0,2 А. В приборе предусмотрен также релейный выход управляющей команды для коммутации цепей с внешним источником питания. При включенном тумблере «Контроль» команда поступает также на вход вентиля *В4* и счет временных импульсов прекращается. При этом содержимое счетчика, индицируемое на табло, должно точно соответствовать времени, установленному на программном переключателе. Электрические сигналы стабильной частоты 50 Гц

с выхода делителя D поступают на электронный коммутатор ЭК, который преобразует их по напряжению до 220 В той же частоты. При этом блок защиты ограничивает ток до 0,05 А. Это дает возможность подключить несколько синхронных двигателей реактивного типа в качестве прецизионных приводов различных программно-временных устройств.

На рис. 5.12, б представлен внешний вид секундомера. Основные характеристики: дискретность измерения времени 0,001 с; число десятичных разрядов 6; метод индикации статический на газоразрядных цифровых индикаторах; габариты $320 \times 305 \times 105$ мм

Ряд фирм выпускает многоканальные регистраторы интервалов времени. На рис. 5.13 представлена структурная схема 10-канального прибора для спортивного хронометража *. По команде датчика старта 2 через синхронизатор старта 3 производится запуск электронных часов 4 и 5 с внутренним кварцевым генератором. Информация младших разрядов часов 4 поступает непрерывно в запоминающее устройство 8. По команде финишных устройств производится запись в устройства памяти времени финиша по соответствующим каналам (номерам дорожек), а в схеме фиксирования «победителя» 6 запоминается информация времени старших разрядов электронных часов 5 первого (лучшего) результата. Одновременно в регистраторе занятых мест 14 регистрируются срабатывания финишных схем 7 в последовательности финиширования.

После окончания всех событий, т. е. после заполнения всей «памяти», соединенной последовательно, осуществляется поочередный сдвиг в регистр 13 кодовой информации содержимого каждого запоминающего устройства. Кодовая информация каждого из запоминающих устройств, выведенная в сдвиговый регистр 13, дешифруется дешифратором 15 и распечатывается печатным устройством 16. Работой устройства 16 и сдвиговым регистром 13 управляет схема 9, содержащая датчик печати 10, датчик циркуляции 11 и устройство управления печатью 12. Сдвиг кодовой информации времени в регистр осуществляется последовательно в порядке убывания номера канала (дорожки), т. е. № 10, № 9, № 8 и т. д. Устройство 1 служит для приведения элементов схемы в исходное состояние перед очередным запуском прибора.

К недостаткам прибора следует отнести: отсутствие блокировки устройств, фиксирующих результаты измерения при переключении электронных часов, что может приводить к фиксации ложного результата; невозможность многократной регистрации информации по одному и тому же каналу, а также регистрация информации в период цифрпечати.

* Пат. 3781529 (США).

ДИНАМИКА ПРИБОРОВ ВРЕМЕНИ

6.1. ВЫВОД ОСНОВНЫХ АНАЛИТИЧЕСКИХ ЗАКОНОМЕРНОСТЕЙ

Обобщенное уравнение автоколебательного движения часового осциллятора и приближенные методы решения

В данной главе кратко рассматриваются уравнения динамики часовых генераторов, которые определяют основные точностные характеристики приборов времени и их специфическую особенность. Известно, что часовые колебательные системы могут быть не только с сосредоточенными параметрами, но и с распределенными параметрами, обладающими бесконечно большим числом собственных частот. Однако в приборах времени колебания многочастотных систем обычно возбуждаются на основной (наинизшей) частоте. Это дает возможность формально рассматривать подобную колебательную систему как одночастотную, в которой распределенные параметры (масса и коэффициент упругости) тем или иным методом заменены эквивалентными сосредоточенными параметрами [77].

Свободный часовой осциллятор в общем случае следует рассматривать как нелинейную и неконсервативную колебательную систему. Возмущающие силы, развиваемые спуском, в общем случае также нелинейны и несколько запаздывают относительно сигнала освобождения вследствие инерционных свойств спуска.

Составим обобщенное уравнение автоколебательного движения в часовом генераторе. Восстанавливающий момент упругого элемента (волоска, упругой ленты и др.) аппроксимируем выражением

$$M_B = K(\varphi + \varepsilon\varphi^3),$$

где ε — коэффициент, характеризующий нелинейность восстанавливающего момента упругого элемента, которая может возникнуть вследствие эксцентричного разворачивания упругого элемента в форме спирали, неоднородности материала, наличия зазора между штифтами регулировочного устройства и др.; φ — угол отклонения осциллятора от положения равновесия. Допустим, что на свободную колебательную систему действуют вязкое

трение $h\dot{\varphi}$, постоянное трение $M_T\dot{\varphi}/|\dot{\varphi}|$ и внутреннее трение в материале упругого элемента

$$b\Phi^p \sqrt{1 - (\varphi/\Phi)^2} \frac{\dot{\varphi}}{|\dot{\varphi}|},$$

где b — коэффициент, зависящий от формы и размеров упругого элемента; p — постоянная материала. Суммарный момент трения

$$M_c = h\dot{\varphi} + M_T\dot{\varphi}/|\dot{\varphi}| + b\Phi^p \sqrt{1 - (\varphi/\Phi)^2} \dot{\varphi}/|\dot{\varphi}|. \quad (6.1)$$

Отметим, что определение отдельных составляющих трения в соответствии с (6.1) представляет значительные трудности. Во многих случаях при выполнении инженерных расчетов целесообразно суммарный момент трения M_c аппроксимировать интегральным моментом вязкого или постоянного трения в зависимости от типа и конструкции осциллятора.

Момент силы тяжести, действующий на неуравновешенный осциллятор, ось которого расположена под углом α к горизонтальному положению,

$$M_{ц} = Pl \cos \alpha \sin(\beta + \varphi), \quad (6.2)$$

где P , l и β имеют те же значения, что и в п. 2.1. Сумма возмущающих моментов, вносимых системой спуска в общем виде,

$$M_{сн} = f(\varphi, \dot{\varphi}). \quad (6.3)$$

Кроме того, в электромеханических и электронно-механических генераторах осциллятор может быть нагружен механическим преобразователем (шаговым двигателем). Сумма возмущающих моментов, действующих при этом на осциллятор,

$$M_{п} = \theta(\varphi, \dot{\varphi}). \quad (6.4)$$

Характер возмущающих функций $f(\varphi, \dot{\varphi})$ и $\theta(\varphi, \dot{\varphi})$ зависит от конкретного типа и параметров спуска и преобразователя.

Таким образом, обобщенное уравнение автоколебательного движения часового генератора имеет вид

$$\ddot{\varphi} + \omega^2\varphi = \omega^2 F(\varphi, \dot{\varphi}), \quad (6.5)$$

где

$$F(\varphi, \dot{\varphi}) = -\varepsilon\varphi^3 - h/K\dot{\varphi} - M_T/K - b/K\Phi^p \sqrt{1 - (\varphi/\Phi)^2} + \\ + 1/Kf(\varphi, \dot{\varphi}) + 1/K\theta(\varphi, \dot{\varphi}); \quad \omega^2 = K/I. \quad (6.6)$$

Для прямолинейных колебаний осциллятора в (6.5) следует заменить угол φ — отклонение осциллятора от положения равновесия — на линейное перемещение x , момент инерции осциллятора I — на эквивалентную массу m_0 , момент упругости — на эквивалент-

ную силу упругости и т. д. Заметим, что первые пять членов нелинейной функции (6.5), т. е. функция

$$\gamma(\varphi, \dot{\varphi}) = -\varepsilon\varphi^3 - h/K\varphi^3 - M_T/K - \\ - 1/Kb\Phi^p \sqrt{1 - (\varphi/\varphi)^2} - 1/KPl \cos \alpha \sin(\beta + \varphi) \quad (6.7)$$

может иметь тот или иной вид зависимости от конкретного типа и конструкции осциллятора и характера поставленной задачи. С учетом инерционных свойств волоска, влияния зазора внешнего витка волоска между штифтами регулировочного устройства и других факторов нелинейная функция $F(\varphi, \dot{\varphi})$ будет содержать дополнительные члены, зависящие не только от φ и $\dot{\varphi}$, но и от $\ddot{\varphi}$. Однако это обстоятельство не меняет общей структуры уравнения (6.5). Следует отметить, что здесь не учитывается влияние на колебательную систему внешних помех, т. е. рассматривается автономная система.

При отсутствии больших внешних возмущающих воздействий часовая колебательная система обладает сравнительно высокой добротностью (см. гл. 2) и близка к линейной консервативной системе. При этом правая часть (6.5), т. е. нелинейная функция (6.6), мала и, следовательно, период автоколебаний будет мало отличаться от периода свободных колебаний осциллятора как линейной консервативной системы. Это вполне обосновывает возможность применения одного из известных приближенных методов для решения данного уравнения. Необходимо заметить, что в большинстве случаев оказывается целесообразным применение метода гармонической (эквивалентной) линеаризации в теории приборов времени, так как для многих нелинейных функций коэффициенты гармонической линеаризации известны. Кроме того, метод гармонической линеаризации приводит к тем же результатам, что и приближенные методы медленно меняющихся коэффициентов, асимптотический метод в первом приближении и некоторые другие. В соответствии с этим ищем решение (6.5) в виде

$$\varphi = \Phi \sin(\omega t + \psi), \quad (6.8)$$

где амплитуда колебаний осциллятора Φ и начальная фаза ψ — медленно меняющиеся функции времени.

При определении $\Phi(t)$ и $\psi(t)$ накладывают условие, которое заключается в том, что скорость $d\varphi/dt$ должна иметь такой же вид, как и при постоянных значениях Φ и ψ , т. е.

$$d\dot{\varphi}/dt = \Phi\omega \cos \eta. \quad (6.9)$$

Опуская промежуточные преобразования, напишем решение (6.5) в виде:

$$d\Phi/dt = \frac{\omega}{2} [h_1(\Phi) + h_2(\Phi) + h_3(\Phi) + \dots + h_i(\Phi)]; \quad (6.10)$$

$$d\psi/dt = -1/2 \frac{\omega}{\Phi} [q_1(\Phi) + q_2(\Phi) + q_3(\Phi) + \dots + q_i(\Phi)], \quad (6.11)$$

где коэффициенты гармонической линейаризации q_i и h_i определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} q_i &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f_i(\Phi \sin \eta, \Phi \omega \cos \eta) \sin \eta \, d\eta; \\ h_i &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f_i(\Phi \sin \eta, \Phi \omega \cos \eta) \cos \eta \, d\eta. \end{aligned} \right\} \quad (6.12)$$

Коэффициенты гармонической линейаризации $h_i(\Phi)$ и $q_i(\Phi)$ являются функциями амплитуды колебаний осциллятора Φ и основных параметров часового механизма. Уравнения (6.10) и (6.11) позволяют количественно исследовать стационарный автоколебательный режим, переходные процессы и устойчивость динамической системы.

Расчетные зависимости и устойчивость автоколебаний

Если приток энергии извне в автоколебательную систему за цикл (за половину периода, период, несколько периодов колебаний осциллятора) равен расходу энергии за тот же цикл, то в автоколебательной системе устанавливается стационарный режим со стационарной амплитудой колебаний осциллятора Φ_c . При этом $d\Phi/dt = 0$ и на основании (6.10)

$$h_1(\Phi_c) + h_2(\Phi_c) + h_3(\Phi_c) + \dots + h_i(\Phi_c) = 0. \quad (6.13)$$

Это уравнение выражает зависимость между стационарной амплитудой Φ_c колебаний осциллятора и основными параметрами генератора. Коэффициенты гармонической линейаризации $h_1(\Phi_c)$, $h_2(\Phi_c)$, $h_3(\Phi_c)$... членов нелинейной функции пропорциональны значениям энергий, подведенных извне или рассеиваемых автоколебательной системой за цикл.

Обозначив правую часть (6.11) через $F_2(\Phi)$, получим $\psi = \int_0^t F_2(\Phi) \, dt$. Если $\Phi = \text{const}$, то $\psi = F_2(\Phi) t$, т. е. фаза прямо пропорциональна времени. Это выражение определяет модулированную часами шкалу времени, свободную от погрешности. Однако при функционировании часов амплитуда колебаний осциллятора не остается постоянной, а изменяется во времени вследствие непостоянства ряда параметров часового механизма (непостоянство вращающего момента пружинного двигателя или напряжения электрического источника питания, непостоянства трения и др.). При этом между фазой ψ и временем t не сохраняется линейная зависимость, что и определяет погрешность часов.

Период автоколебаний

$$T_1 = \frac{2\pi}{\omega(1 + 1/\omega \, d\psi/dt)}. \quad (6.14)$$

Здесь $d\psi/dt \ll 1$ и $\omega \gg 1$. Поэтому можно принять

$$T_1 = T(1 - 1/\omega d\psi/dt), \quad T = 2\pi/\omega.$$

Следовательно,

$$\frac{T_1 - T}{T} = \Delta T/T = \frac{\Omega}{86400} = -1/\omega d\psi/dt. \quad (6.15)$$

С учетом (6.11) получим значения относительного изменения периода автоколебания осциллятора и мгновенного суточного хода часов

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86400} = \frac{1}{2\Phi} [q_1(\Phi) + q_2(\Phi) + q_3(\Phi) + \dots + q_i(\Phi)]. \quad (6.16)$$

Это уравнение устанавливает зависимость хода часов (периода автоколебаний) от амплитуды колебаний осциллятора и основных параметров часового генератора. Уравнения (6.13) и (6.16) являются основными при расчете часового генератора.

Определим условие устойчивости автоколебательного режима к малым возмущениям. Так как правые части уравнений (6.10) и (6.11) не содержат фазы, то достаточно рассмотреть устойчивость по амплитуде. Обозначив правую часть (6.10) через $F_1(\Phi)$, будем иметь

$$\frac{d(\Phi_c - \xi)}{dt} = F_1(\Phi_c + \xi), \quad (6.17)$$

где ξ — малое отклонение амплитуды от стационарного значения. Линеаризировав это уравнение и вводя обозначение

$$a = \left(\frac{\partial F_1}{\partial \Phi} \right)_{\Phi = \Phi_c},$$

получим

$$\frac{\partial \xi}{dt} = a\xi \quad \text{и} \quad \frac{\partial \xi}{\xi} = a dt \quad (\text{при } t = 0 \quad \xi = \xi_0). \quad (6.18)$$

Интегрирование этого уравнения дает

$$\xi = \xi_0 e^{at}. \quad (6.19)$$

Следовательно, стационарный автоколебательный режим устойчив при условии

$$a = \left(\frac{\partial F_1}{\partial \Phi} \right)_{\Phi = \Phi_c} < 0. \quad (6.20)$$

Энергетические соотношения, переходный режим и стабилизация периода автоколебаний

Уравнение (6.13) можно коротко написать так: $W_+ + W_- = 0$, где W_+ — энергия, поступающая извне в генератор (спусковой регулятор) за цикл (например, за период колебаний осциллятора); W_- — энергия, рассеиваемая генератором за тот же цикл.

На рис. 6.1 приведены зависимости W_+ и W_- от амплитуды колебаний осциллятора Φ , иллюстрирующие энергетические соотношения в генераторе. Абсцисса точки пересечения этих кривых

равна стационарной амплитуде колебаний осциллятора Φ_c . Из рис. 6.1, а видно, что эта амплитуда устойчива. Точка O пересечения кривых W_+ и W_- в начале координат является вместе с тем точкой равновесия осциллятора. Положение равновесия в осцилляторе в данном случае неустойчиво. Для возбуждения автоколебаний достаточно сколь угодно малое отклонение осциллятора от положения равновесия. Известно, что такая система обладает мягким режимом возбуждения автоколебаний. На рис. 6.1, б даны энергетические соотношения при жестком режиме возбуждения, причем амплитуда $\Phi = \Phi_{c1}$ неустойчива, а амплитуда $\Phi = \Phi_{c2}$ устойчива.

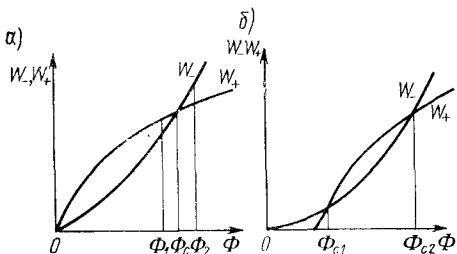


Рис. 6.1. Энергетические соотношения в генераторе (спусковом регуляторе) при мягком (а) и жестком (б) режимах возбуждения автоколебаний

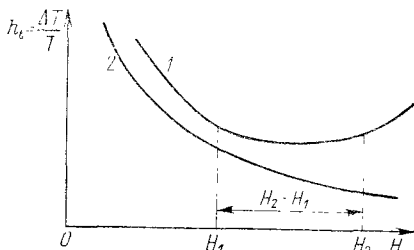


Рис. 6.2. Зависимость $\Delta T/T$ от параметра генератора H

Для возбуждения автоколебаний начальное отклонение осциллятора Φ_{Π} (амплитуда пуска) должно быть больше Φ_{c1} , т. е. $\Phi_{\Pi} > \Phi_{c1}$.

Пусть Φ_0 и Φ_1 — стационарные амплитуды колебаний осциллятора, соответствующие начальному и конечному значениям некоторого параметра генератора (например, момента импульса). Если изменение этого параметра произошло значительно быстрее времени переходного режима, т. е. практически мгновенно, то на основании (6.10) можно определить характер зависимости амплитуды колебаний осциллятора от времени t в переходном режиме (режим установления)

$$t = 2/\omega \int_{\Phi_0}^{\Phi_1} \frac{d\Phi}{h_1(\Phi) + h_2(\Phi) + h_3(\Phi) + \dots + h_i(\Phi)}, \quad (6.21)$$

где $\Phi < \Phi_1$.

С помощью (6.13) и (6.16) можно построить зависимости $\Delta T/T$ или Ω от того или иного параметра H генератора, например от вращающего момента на оси спускового колеса в механическом генераторе, напряжения источника питания в электронно-механическом генераторе, амплитуды колебаний осциллятора и др. Эти зависимости называются динамическими характеристиками генератора.

Основная задача теории приборов времени заключается в определении таких параметров и режимов работы часового генератора, при которых осуществляется стабилизация периода автоколебаний по отдельным параметрам генератора, что позволяет существенно уменьшить погрешность получаемой временной информации без усложнения конструкции часов и технологии их изготовления. Стабилизация периода автоколебаний по отношению к изменению переменных параметров в часовом механизме обычно осуществляется путем взаимной компенсации погрешностей, вносимых отдельными параметрами автоколебательной системы (6.16). Частная производная от периода автоколебаний (или от $\Delta T/T$) по параметру H , т. е. $\partial h_t/\partial H$, может служить мерой стабилизации периода по параметру H ($h_t = \Delta T/T$). Следует стремиться к тому, чтобы $\partial h_t/\partial H = 0$ или имело возможно меньшее абсолютное значение в рабочем интервале изменения параметра H , например в интервале $H_2 - H_1$ (рис. 6.2, кривая 1). Кривая 2 показывает постепенное уменьшение $\partial h_t/\partial H$ при увеличении параметра H .

6.2. ДИНАМИКА ЭЛЕКТРОННО-МЕХАНИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ

Определение моментов сил импульса и освобождения

Определим момент импульса, действующий на колебательную систему баланс—волосок в электронно-механических часах с магнитно-электрическим приводом (см. гл. 4).

Введем следующие обозначения: B — магнитная индукция в рабочем зазоре, Тл; i_n , i_o — ток в обмотках импульсной катушки и катушки освобождения, А; U — напряжение источника питания, В; d_n , d_o — диаметры провода обмоток импульсной катушки и катушки освобождения, м; c_n , c_o — толщина импульсной катушки и катушки освобождения, м; h_o — высота сегмента окружности постоянного магнита, перекрываемого катушкой, м; l_{cp} — средняя активная длина отрезка витка обмотки катушки в зазоре, м; k_3 — коэффициент заполнения обмотки катушки; R_n , R_o — активные сопротивления обмоток импульсной катушки и катушки освобождения, Ом; $R_{вх}$, $R_{вых}$ — входное и выходное сопротивление рабочего транзистора схемы формирования, Ом; $\dot{\phi}$ — угловая скорость баланса, 1/с; ΔN_n , ΔN_o — значения числа витков обмоток импульсной катушки и катушки освобождения в рабочем зазоре постоянных магнитов баланса.

Момент силы импульса

$$M_n = i_{cp} F = r_{cp} B i_n l_{cp} \Delta N_n = \frac{4 r_{cp} B i_n l_{cp} h_o c_n k_3}{\pi d_n^2}, \quad (6.22)$$

где $h_o = h_1 + h_2$; r_{cp} — плечо силы F (рис. 6.3, а);

$$\Delta N_n = \frac{4 h_o c_n k_3}{\pi d_n^2}; \quad \Delta N_o = \frac{4 h_o c_o k_3}{\pi d_o^2}.$$

В режиме насыщения рабоче... схемы формирования импульса

$$i_{и} = \frac{U - e_{и}}{R_{и} + R_{д.и.}} \quad (6.23)$$

Индукционная э. д. с., наводимая в импульсной катушке,

$$e_{и} = Bl_{ср} \Delta N_{и} r_{ср} \dot{\phi} = \frac{4r_{ср} Bl_{ср} h_0 c_{и} k_э}{\pi d_{и}^2} \dot{\phi}. \quad (6.24)$$

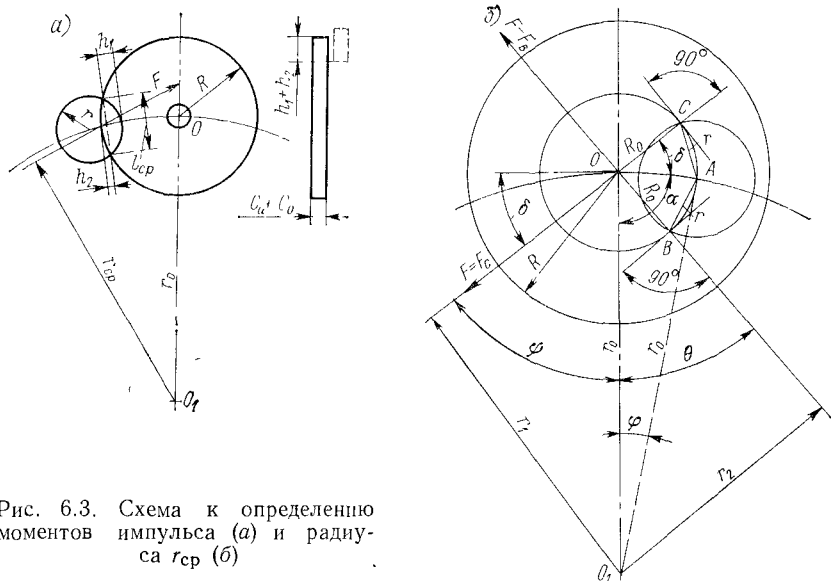


Рис. 6.3. Схема к определению моментов импульса (а) и радиуса $r_{ср}$ (б)

Выразим $l_{ср} h_0$ через параметры привода. Длина хорды l сегмента высотой h окружности радиуса r

$$l = 2 \sqrt{r^2 - (r - h)^2}.$$

Средняя длина хорды $l_{ср}$, равная средней активной длине витка при изменении h от 0 до h_1 ,

$$l_{ср} = 2/h_1 \int_0^{h_1} \sqrt{r^2 - (r - h)^2} dh. \quad (6.25)$$

Для сегмента высотой h_2 и радиуса окружности R

$$l_{ср} = 2/h_2 \int_0^{h_2} \sqrt{R^2 - (R - h)^2} dh. \quad (6.26)$$

Выполнив интегрирование, будем иметь

$$l_{cp}(h_2 + h_2) = l_{cp}h_0 = S(\varphi) = \\ = \left[0,5 \pi r^2 - r(-r-h_1) \sqrt{1 - \left(\frac{r-h_1}{r}\right)^2} - r^2 \arcsin \frac{r-h_1}{r} \right] + \\ + \left[0,5 \pi R^2 (R-h_2) \sqrt{1 - \left(\frac{R-h_2}{R}\right)^2} - R^2 \arcsin \frac{R-h_2}{R} \right], \quad (6.27)$$

где $S(\varphi)$ — эффективная площадь перекрытия обмотки неподвижной катушки движущимися постоянными магнитами магнитной системы осциллятора.

Выражение (6.22) на основании (6.23) и (6.24) с учетом (6.27) приводится к виду

$$M_{и} = Q_0 i'_{и} - P_0 \dot{\varphi}. \quad (6.28)$$

Здесь

$$Q_0 = \frac{4Br_{cp}S(\varphi) c_n k_3}{\pi d_{и}^2}; \quad P_0 = \frac{Q_0^2}{R_{и} + R_{вых}}; \quad i'_{и} = \frac{U}{R_{и} + R_{вых}}. \quad (6.29)$$

Момент силы освобождения (торможения)

$$M_0 = D_0 \dot{\varphi}, \\ \text{где} \quad D_0 = \left[\frac{4Br_{cp}S(\varphi) C_0 k_3}{\pi d_0^2} \right]^2 \frac{1}{R_0 + R_{вх}}. \quad (6.30)$$

Для режима усиления рабочего транзистора схемы формирования импульса

$$M_{ус} = \left[\frac{4Br_{cp}S(\varphi) k_3}{\pi} \right]^2 \frac{c_n c_0 \beta}{d_{и}^2 d_0^2} \frac{\dot{\varphi}}{R_0 + R_{вх}}, \quad (6.31)$$

где β — динамический коэффициент усиления транзистора по току.

Определим плечо r_{cp} силы F (6.22). Допустим, что в рассматриваемый момент (рис. 6.3, б) угол между геометрическими центрами катушки и постоянных магнитов равен φ , причем $0 \leq \varphi \leq \lambda$, где λ — угол импульса; r_0 — расстояние между центром вращения баланса и центром катушки (постоянных магнитов). Возьмем произвольный виток катушки радиуса $R = OC = OA = OB$. Постоянные магниты взаимодействуют с дугой CAB этого витка. Учитывая, что направление силы F перпендикулярно к направлению тока $i_{и}$ в обмотке катушки и направлению индукции B , и применяя известное правило (правило правого буравчика), находим направления сил F_C и F_B , действующих на элемент длины витка вблизи точек C и B . Эти силы перпендикулярны к касательным к окружности радиуса R_0 в точках C и B . Из рисунка видно, что плечи сил F_C и F_B равны: $r_1 = r_0 \sin \psi$; $r_2 = r_0 \sin \theta$, причем $\psi = 180^\circ - (\alpha + \delta)$; $\alpha = 90^\circ - \varphi/2$; $\theta = 90^\circ - (\varphi/2 + \delta)$. Поэтому $r_1 = r_0 \cos(\varphi/2 - \delta)$; $r_2 = r_0 \cos(\varphi/2 + \delta)$.

Для каждого фиксированного значения угла φ угол δ меняется в пределах от 0 до δ_{\max} .

Средние значения r_1 и r_2 :

$$r'_1 = \frac{r_0}{\delta_{\max}} \int_0^{\delta_{\max}} \cos(\varphi/2 - \delta) d\delta; \quad r'_2 = \frac{r_0}{\delta_{\max}} \int_0^{\delta_{\max}} \cos(\varphi/2 + \delta) d\delta.$$

Таким образом, для каждого фиксированного значения угла φ в качестве плеча силы F можно принять $r_{\text{ср}} = 1/2 (r'_1 + r'_2)$. Выполнив интегрирование, получим

$$r_{\text{ср}} = 1/\delta_{\max} r_0 \cos(\varphi/2) \sin \delta_{\max}. \quad (6.32)$$

Обычно $\delta_{\max} = \pi/2$. Учитывая среднее значение $\cos \varphi/2$ в интервале угла импульса $0 \leq \varphi \leq \lambda$, получим

$$r_{\text{ср}} = 2/\pi r_0 \cos \lambda/4. \quad (6.33)$$

Основные уравнения и расчетные формулы

Для электронно-механических приборов времени с колебательной системой баланс—волосок возмущающая функция $f(\varphi, \dot{\varphi})$ в уравнениях (6.3) и (6.6) имеет вид

$$f(\varphi, \dot{\varphi}) = M_{\text{yc}} + M_{\text{и}} + M_{\text{о}}.$$

Так как в приборах времени рабочий транзистор схемы формирования импульса обычно работает в режиме насыщения, то

$$f(\varphi, \dot{\varphi}) = M_{\text{и}} + M_{\text{о}} = Q_0 \dot{i}'_{\text{и}} - P_0 \dot{\varphi} - D_0 \dot{\varphi}. \quad (6.34)$$

На рис. 6.4 показано, что при движении баланса против часовой стрелки угол импульса расположен в интервале угла от $\varphi =$

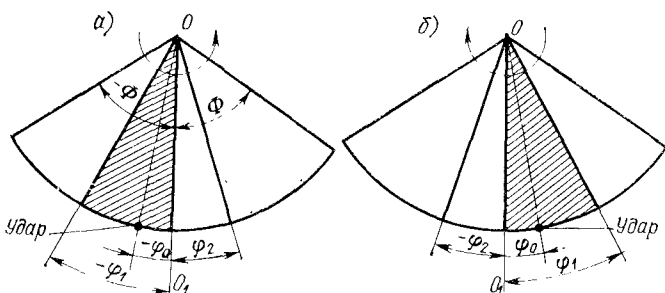


Рис. 6.4. Схема расположения углов поворота баланса при движении против (а) и по часовой стрелке (б)

$= -\varphi_1$ до $\dot{0}$, а при движении по часовой стрелке — в интервале угла от φ_1 до $\dot{0}$.

В электронно-механических часах применяются как механические, так и электромеханические интегрирующие устройства (преобразователи). В случае применения электромеханического преобразователя, подключенного через формирователь-усилитель

к коллекторной цепи рабочего транзистора схемы формирования, нелинейная функция $\theta(\varphi, \dot{\varphi}) = 0$ (6.4) и (6.6). Механический преобразователь непосредственно подключен к осциллятору, который является движущим (ведущим) элементом преобразователя. Вид нелинейной функции $\theta(\varphi, \dot{\varphi})$ в этом случае зависит от типа механического преобразователя.

Возьмем палетно-червячный преобразователь (см. рис. 3.3). При движении осциллятора против часовой стрелки при $\varphi = -\varphi_0$ происходит удар зуба храпового колеса о палету муфты на оси осциллятора. Момент ударного импульса, действующий на осциллятор, можно выразить следующим образом: $M_y = I_0 \dot{\varphi} \delta(\varphi + \varphi_0)$, где I_0 — ударный импульс; $\delta(\varphi + \varphi_0)$ — функция Дирака, определяемая соотношением $\delta(\varphi + \varphi_0) = 0$ при $\varphi + \varphi_0 \neq 0$ и

$$\int_{-\varphi_0-0}^{-\varphi_0+0} \delta(\varphi + \varphi_0) d\varphi = 1.$$

После удара и восстановления контакта между зубом колеса и палетой происходит скольжение зуба колеса по палете. При этом баланс преодолевает момент сопротивления, определяемый по формуле (3.62). Пренебрегая некоторой потерей энергии на разгон колеса, получим нелинейную функцию

$$\theta(\varphi, \dot{\varphi}) = I_0 \dot{\varphi} \delta(\varphi + \varphi_0) + D(M_n + M_{\text{ф.х}}). \quad (6.35)$$

Из рис. 6.4 видно, что при движении баланса против часовой стрелки момент сил сопротивления $D(M_n + M_{\text{ф.х}})$ действует в интервале угла поворота баланса от $\varphi = -\varphi_0$ до $\varphi = \varphi_2$, а при движении по часовой стрелке — в интервале от φ_2 до $-\varphi_2$, т. е. несимметрично относительно положения равновесия баланса OO_1 . При составлении уравнения автоколебательного движения баланса учтем влияние зазора внешнего витка волоска между штифтами (ограничителями) регулировочного устройства на период автоколебания. Пусть φ_{c1} и φ_{c2} — углы отклонения баланса от положения равновесия, отсчитываемые соответственно по и против часовой стрелки, при которых происходит соприкосновение наружного витка волоска то с одним, то с другим штифтом; L — развернутая длина волоска между осью баланса (колодкой) и штифтами; ΔL — длина волоска от штифтов до колонки ($\Delta L/L \ll 1$). Изменение жесткости волоска

$$\Delta K = K - K_1 = 1/12 E h^3 b [1/L - 1/(L + \Delta L)] \approx K \frac{\Delta L}{L}.$$

Возмущающий момент

$$M_{\text{ш}} = \Delta L/L K \varphi \quad (-\varphi_{c1} \leq \varphi \leq \varphi_{c2}). \quad (6.36)$$

При сравнительно жестком упругом элементе следует учитывать его инерционные свойства. На основании (2.19) приведенный момент инерции баланса с учетом массы волоска

$$I_{\text{пр}} = I_6 + 1/30(mr_2^2) \left[\frac{1}{(1 + \varphi/\theta)^2} + \frac{15}{\theta^2 (1 + \varphi/\theta)^4} \right].$$

Здесь $\theta \gg 1$ и $\varphi/\theta \ll 1$. Пренебрегая вторым членом в квадратных скобках и разложив $(1 + \varphi/\theta)^{-2}$ в ряд до третьего члена включительно, получим

$$I_{\text{пр}} = I_0 + 1/30(mr_2^2) (1 - 2\varphi/\theta + 3\varphi^2/\theta^2). \quad (6.37)$$

Таким образом, для рассматриваемого типа электронно-механического генератора (спускового регулятора) нелинейная функция (6.6) дифференциального уравнения (6.5) на основании (6.34)—(6.37) имеет вид

$$\begin{aligned} F(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi}) = & 1/K [\sigma(1 - 2\varphi/\theta + 3\varphi^2/\theta^2)\ddot{\varphi} - \varepsilon K \varphi^3 + \\ & + K\varphi \Delta L/L - h\dot{\varphi} - M_{\tau} - b\Phi^p \sqrt{1 - (\varphi/\theta)^2} - \\ & - Pt \cos \alpha \sin(\beta + \varphi) + Q_0 i'_n - \\ & - (P_0 + D_0)\dot{\varphi} - I_0 \varphi \delta(\varphi + \varphi_0) - D(M_n + M_{\text{ф.х}})], \end{aligned} \quad (6.38)$$

где $\sigma = 1/30mr_2^2$.

Для получения расчетных формул (6.13) и (6.16) следует предварительно определить коэффициенты гармонической линеаризации отдельных членов нелинейной функции (6.38) при помощи (6.12) с учетом того, что ряд членов этой функции относится к нелинейностям релейного типа (6.34)—(6.36), т. е. действуют лишь в ограниченном интервале угла поворота осциллятора. Кроме того, мы не учитываем инерционные свойства спуска (привода), т. е. некоторое запаздывание момента импульса, формируемого спуском относительно сигнала освобождения ввиду низкой частоты колебаний осциллятора и малости запаздывания. В качестве примера определим коэффициенты гармонической линеаризации некоторых членов нелинейной функции (6.38). Возьмем нелинейную функцию релейного типа (момент импульса) $1/K [Q_0 i'_n - (P_0 + D_0)\dot{\varphi}]$, действующую в интервале угла от $-\varphi_1$ до 0 и от φ_1 до 0 в зависимости от направления движения баланса (рис. 6.4). В соответствии с (6.12) при $\varphi = \Phi \sin \eta$, $\dot{\varphi} = \Phi \omega \cos \eta$, $\eta = \omega t + \psi$ получим:

$$h_1 = \frac{1}{\pi K} \int_{\eta_1}^{\eta_2} [Q_0 i'_n - (P_0 + D_0) \Phi \omega \cos \eta] \cos \eta d\eta;$$

$$q_1 = \frac{1}{\pi K} \int_{\eta_1}^{\eta_2} [Q_0 i'_n - (P_0 + D_0) \Phi \omega \cos \eta] \sin \eta d\eta,$$

где $\eta_1 = -\arcsin \varphi/\Phi$ и $\eta_2 = 0$. Выполнив интегрирование, получим:

$$\begin{aligned} h_1 = \frac{1}{\pi K} \{ \varphi_1/\Phi Q_0 i'_n - 1/2(P_0 + D_0) \omega \Phi [\arcsin \varphi_1/\Phi + \\ + -1/2 \sin(2 \arcsin \varphi_1/\Phi)] \}; \end{aligned}$$

$$q_1 = 1/\pi K [-Q_0 i'_n \sqrt{1 - (\varphi_1/\Phi)^2} + -1/2(P_0 + D_0) \omega \varphi_1^2/\Phi].$$

При $\varphi_1/\Phi \ll 1$ будем иметь:

$$h_1 = 1/\pi K [\varphi_1/\Phi Q_0 i'_n - (P_0 + D_0) \omega \varphi_1];$$

$$q_1 = 1/2(\pi K) [-Q_0 i'_n (\varphi_1/\Phi)^2 + (P_0 + D) \omega \varphi_1^2/\Phi].$$

Момент M_T меняет знак при изменении знака скорости (направления движения) осциллятора. Поэтому коэффициенты гармонической линейаризации:

момента постоянного трения M_T

$$h_2 = -M_T/\pi K \left(\int_0^{\pi/2} \cos \eta d\eta - \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \cos \eta d\eta + \int_{3\pi/2}^{2\pi} \cos \eta d\eta \right) = -\frac{4M_T}{\pi K};$$

$$q_2 = 0.$$

для вязкого трения будем иметь:

$$h_3 = -\frac{h}{\pi K} \Phi \omega \int_0^{2\pi} \cos^2 \eta d\eta = -\frac{h\Phi\omega}{K};$$

$$q_3 = -\frac{h\Phi\omega}{\pi K} \int_0^{2\pi} \cos \eta \sin \eta d\eta = 0.$$

В работах приведены значения коэффициентов гармонической линейаризации типовых нелинейных функций, применяемых при исследовании динамики приборов времени.

Коэффициенты гармонической линейаризации нелинейной функции $I_0/K\dot{\varphi}\delta(\varphi + \varphi_0)$:

$$h_i = \frac{I_0\omega}{\pi K\Phi} \sqrt{\Phi^2 - \varphi_0^2}; \quad q_i = \frac{I_0\omega\varphi_0}{\pi K\Phi}.$$

Здесь $I_0\omega\sqrt{\Phi^2 - \varphi_0^2}$ — потеря энергии баланса при ударе о неподвижное колесо. Поэтому $I_0\omega\sqrt{\Phi^2 - \varphi_0^2} = 1/2I_0(\dot{\varphi}_0^2 - \dot{\varphi}_1^2)$. На основании (3.24) скорость баланса после удара $\dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_0(1 - S_1)$. Так как скорость баланса до удара $\dot{\varphi}_0 = \omega\sqrt{\Phi^2 - \varphi_0^2}$ и $\omega^2 = K/I_0$, то получим

$$I_0 = 1/2I_0\omega\sqrt{\Phi^2 - \varphi_0^2} S_1(2 - S_1). \quad (6.39)$$

Подставим значения коэффициентов гармонической линейаризации членов нелинейной функции (6.38), а также значение I_0 в уравнения (6.10) и (6.11). При этом следует учесть, что в рассматриваемом случае осциллятор взаимодействует со спуском (приводом) и преобразователем дважды за период колебаний. Будем иметь (при $b = 0$):

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\omega}{2\pi\Phi} \left\{ -\pi b_0\Phi^2 - 4\rho\Phi + \frac{2\varphi_1}{K} [Q_0 i'_n - (P_0 + D_0) \omega\Phi] - \right.$$

$$\left. - (\Phi^2 - \varphi_0^2) S_1(2 - S_1) - 2/K(\varphi_0 + \varphi_2) D(M_n + M_{\phi. x}) \right\}; \quad (6.40)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta T}{T} = & \frac{\Omega}{86400} = \frac{\sigma\omega^2}{2K} (1 - 9/4\Phi^2/\theta^2) - 3/8\varepsilon\Phi^2 - \frac{Pl}{2K} S(\Phi) \cos \beta + \\ & + \frac{\Delta L}{\pi L} \arcsin \varphi_c/\Phi - \frac{1}{2\pi K\Phi^3} [Q_0 i'_n - (P_0 + D_0) \omega\Phi] \varphi_1^2 + \\ & + \frac{1}{2\pi\Phi^2} \varphi_0 S_1 (2 - S_1) \sqrt{\Phi^2 - \varphi_0^2} - \frac{D(M_n + M_{\Phi, x})}{2\pi K\Phi^3} (\varphi_2^2 - \varphi_1^2), \end{aligned} \quad (6.41)$$

где $b_0 = h/\sqrt{IK}$, $\rho = M_n/K$:

Для обычно применяемых параметров колебательной системы баланс—волосок с периодом свободных колебаний 0,40—0,33 с первый член уравнения (6.41) мал и, следовательно, влиянием инерции волоска можно пренебречь. Второй член в правой части уравнения определяет влияние нелинейности крутящего момента волоска на период автоколебаний осциллятора. Третий, четвертый и пятый члены показывают влияние на период автоколебаний соответственно неуравновешенности осциллятора, «игры» внешнего витка волоска между штифтами регулировочного устройства и импульса привода. Последние два члена уравнения определяют влияние преобразователя (палетно-червячного) на период автоколебаний.

Уравнение (6.40) можно привести к следующему виду:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\omega}{2\pi\Phi} (-A_0\Phi^2 - B_0\Phi + C_0), \quad (6.42)$$

где $A_0 = \pi b_0 + S_1 (2 - S_1)$; $B_0 = 4\rho + 2/K\varphi_1\omega (P_c + D_0)$;

$$C_0 = 2/K\varphi_1 Q_0 i'_n + \varphi_0^2 S_1 (2 - S_1) - 2/K(\varphi_0 + \varphi_2) D(M_n + M_{\Phi, x}). \quad (6.43)$$

При стационарном автоколебательном режиме $d\Phi/dt = 0$ и $\Phi = \Phi_c$.

Приравняв при этом правую часть уравнения (6.42) нулю, получим уравнение баланса энергии

$$-A_0\Phi_c^2 - B_0\Phi_c + C_0 = 0. \quad (6.44)$$

Отсюда

$$\Phi_c = \frac{\sqrt{B_0^2 + 4A_0C_0} - B_0}{2A_0}. \quad (6.45)$$

В инженерной практике часто возникает необходимость в определении тока импульса или напряжения электрического источника питания для получения заданной амплитуды колебаний осциллятора. На основании (6.43) и (6.44) получаем

$$\begin{aligned} i'_n = & \frac{U}{R_n + R_{\text{вых}}} = \\ = & \frac{K}{2Q_0\varphi_1} [A_0\Phi_c^2 + B_0\Phi_c + 2/K(\varphi_0 + \varphi_2) D(M_n + M_{\Phi, x}) - \\ & - \varphi_0^2 S_1 (2 - S_1)]. \end{aligned} \quad (6.46)$$

Из уравнения (6.42) определяем продолжительность установления амплитуды колебаний осциллятора, т. е. переходного процесса при скачкообразном изменении того или иного параметра автоколебательной системы (приведенный момент сил сопротивления, момент импульса и др.):

$$t = 2\pi/\omega \int_{\Phi_0}^{\Phi} \frac{\Phi d\Phi}{-A_0\Phi^2 - B_0\Phi + C_0}. \quad (6.47)$$

При скачкообразном изменении параметра автоколебательной системы амплитуда колебаний осциллятора асимптотически стремится к новому стационарному значению Φ_c . Выполнив интегрирование и последующие преобразования, получим

$$e^{\frac{A_0\omega t}{\pi}} = \left(\frac{\Phi_c + \Phi_0 + 2a_0}{\Phi_0 + \Phi + 2a_0} \right)^{\frac{\Phi_c + 2a_0}{\Phi_c + a_0}} \left(\frac{\Phi_c - \Phi_0}{\Phi_c - \Phi} \right)^{\frac{\Phi_c}{\Phi_c + a_0}}. \quad (6.48)$$

Здесь $a_0 = B_0/2A_0$; Φ_0 — начальная амплитуда колебаний осциллятора; Φ_c — стационарная амплитуда, определяемая по формуле (6.45) после скачкообразного изменения параметра колебательной системы; Φ — значение амплитуды колебаний осциллятора в переходном режиме. Формула (6.48) получена в предположении, что $\Phi_c > \Phi_0$. Если же $\Phi_c < \Phi_0$, то в последнем множителе этой формулы следует Φ_c и Φ_0 , а также Φ_c и Φ поменять местами.

Обозначив правую часть (6.42) через $F_1(\Phi)$, будем иметь

$$\left[\frac{\partial F_1(\Phi)}{\partial \Phi} \right]_{\Phi=\Phi_c} = -\frac{\omega}{2\pi} \left(A_0 + \frac{C_0}{\Phi_c^2} \right) < 0. \quad (6.49)$$

Следовательно, автоколебания в электронно-механическом генераторе в соответствии с (6.22) и (6.49) устойчивы при всех реально возможных параметрах и режимах функционирования.

Динамические характеристики и стабилизация периода автоколебаний

Уравнение (6.41) не содержит членов, явно зависящих от трения в колебательной системе. Однако уравнения (6.41) и (6.42) в совокупности показывают наличие косвенного влияния трения на период автоколебаний и суточный ход через изменения амплитуды Φ , которая непосредственно зависит от состояния трения в колебательной системе (коэффициенты b_0 и ρ). Для сохранения колебательного режима с постоянной амплитудой всякое увеличение потерь на трение требует соответствующего увеличения энергии импульса, которая оказывает непосредственное влияние на период автоколебаний. При этом уменьшается добротность автоколебательной системы, что ухудшает точностные характеристики часов. Увеличение суточного хода из-за инерционных свойств

волоска состоит из двух частей: постоянной части, не зависящей от амплитуды, и переменной части, пропорциональной квадрату амплитуды колебаний баланса. Нелинейная зависимость крутящего момента волоска от угла закручивания вызывает увеличение или уменьшение периода автоколебаний, пропорциональное квадрату амплитуды Φ в зависимости от знака коэффициента ε (упругомягкая и упругожесткая пружина). Из уравнения (6.41) видно,

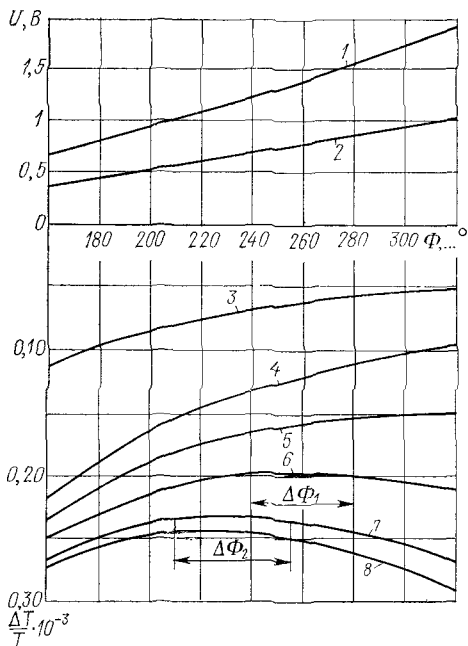


Рис. 6.5. Зависимости $\Delta T/T$ и напряжения источника питания U от амплитуды колебаний осциллятора Φ :

Кривая	ε	b_0	ρ
1	0	0,005	0,008
2	0	0,003	0,003
3	0	0,003	0,003
4	0	0,005	0,008
5	$0,05 \cdot 10^{-4}$	0,005	0,008
6	$0,1 \cdot 10^{-4}$	0,005	0,008
7	$0,15 \cdot 10^{-4}$	0,005	0,008
8	$0,17 \cdot 10^{-4}$	0,005	0,008

что влияние внешнего витка волоска между щипцами регулирующего устройства на период автоколебаний уменьшается при увеличении амплитуды колебаний Φ .

Для построения динамических характеристик возьмем электронно-механический генератор (спусковой регулятор) часового механизма отечественного производства, который характеризуется следующими данными (преобразователь отключен): $I_0 = 0,0257$ кг·м²; $K = 6,38 \cdot 10^{-5}$ Н·м; $r_{ср} \approx 9 \cdot 10^{-3}$ м; $d_{н1} = 0,07 \times 10^{-3}$ м; $d_0 = 0,05 \cdot 10^{-3}$ м; $R_{н1} = 90$ Ом; $R_0 = 170$ Ом; $R_{вх1} = 20$ Ом; $R_{вх2} = 20 \cdot 10^3$ Ом; $k_3 = 0,4$; $B = 0,1$ Тл; $\varphi_1 = \lambda = 45^\circ$; $c = c_{н1} + c_0 = 2 \cdot 10^{-3}$ м; $r = 3,0 \cdot 10^{-3}$ м; $D_{к1} = 13 \cdot 10^{-3}$ м (внешний диаметр катушки). По уравнениям (6.41) и (6.46) вычислены при помощи ЭВМ значения напряжения источника питания U и относительного изменения периода $\Delta T/T$ в зависимости от амплитуды колебаний баланса Φ . На рис. 6.5 приведены зависимости $\Delta T/T$ и U от амплитуды Φ для ряда заданных значений коэффициентов вязкого и постоянного трения b_0 и ρ и коэффициента ε . Из рисунка видно, что при увеличении напряжения U источника питания и, следовательно, тока импульса увеличивается амплитуда колебаний баланса Φ и уменьшается значение $\frac{\partial h_t}{\partial \Phi}$ ($h_t = \Delta T/T$), т. е. угол наклона касательной к кривой к оси абсцисс (кривые 1—4). При этом улучшается стабилизация период автоколебаний по отношению к изменению амплитуды.

Чем меньше трение в автоколебательной системе, тем больше амплитуда колебаний баланса при одном и том же значении напряжения источника питания и тем меньше $dh_1/d\Phi$, т. е. лучше точностные характеристики часов.

Стабилизация периода автоколебаний по отношению к изменению таких переменных параметров, как амплитуда Φ , напряжение источника питания U и др., осуществляется путем взаимной компенсации погрешностей, вносимых отдельными параметрами автоколебательной системы. На рис. 6.5 показан эффективный способ стабилизации периода автоколебаний за счет направленного изменения коэффициента ε (кривые 5—8). Например, при $\varepsilon = 0,10 \cdot 10^{-4}$ и $\varepsilon = 0,15 \times 10^{-4}$ стабилизация периода автоколебаний достигается в интервале амплитуд соответственно $\Delta\Phi_1 = 260 \div 300^\circ$ и $\Delta\Phi_2 = 230 \div 275^\circ$.

Рассмотрим те члены уравнения (6.41), которые действуют на осциллятор или в виде мгновенных импульсов (удара) или в некотором интервале угла поворота осциллятора (затяжные импульсы). Видно, что положительный импульс до положения равновесия ($\varphi = -\varphi_1$) и отрицательный импульс за положением равновесия ($\varphi_2 - \varphi_1 > 0$) уменьшают период автоколебаний (пятый и седьмой члены уравнения). Отрицательные импульсы, как мгновенные, так и затяжные, до положения равновесия осциллятора увеличивают период автоколебаний (шестой член уравнения). Чем дальше от положения равновесия сообщается осциллятору импульс, тем сильнее этот импульс изменяет период автоколебаний. Чем больше амплитуда колебаний баланса, тем меньше влияние возмущающих функций релейного типа на период. Этот результат находится в полном соответствии с теоремой Эри, которая может быть сформулирована следующим образом: импульс, направленный к положению равновесия, уменьшает период; импульс, направленный от положения равновесия, увеличивает период; импульс в положении равновесия не изменяет периода колебаний осциллятора.

Эти свойства колебательной системы широко используются при разработке спусков (электроприводов), преобразователей и методик регулирования часов.

Динамика камертонного генератора

Рассмотрим типовой камертонный генератор (см. рис. 4.26). Возмущающая функция $f(\varphi, \dot{\varphi})$ (6.3) или (6.34) в данном случае имеет вид

$$f(x, \dot{x}) = F_n \dot{x}' - P_0 \dot{x} - D_0 \dot{x}.$$

Допустим, что шаговый двигатель подключен через формирователь-усилитель к коллекторной цепи рабочего транзистора схемы формирования импульса привода. При этом нелинейная функция $Q(x, \dot{x}) = 0$. Сила вязкого трения, действующая на свободный камертон в общем виде, $F_c = h\dot{x} + h_0\dot{x}^3$.

Таким образом, уравнение автоколебательного движения настроенного камертона

$$m\ddot{x} + C(x + \varepsilon x^3) + h\dot{x} + h_0\dot{x}^3 = F_n \dot{x}' - P_0 \dot{x} - D_0 \dot{x},$$

или

$$\ddot{x} + \omega^2 x = \omega^2 F(x, \dot{x}), \quad (6.50)$$

где

$$F(x, \dot{x}) = -\varepsilon x^3 + 1/c [-h\dot{x} - h_0 \dot{x}^3 + F_{\text{н}} i'_{\text{н}} - (P_{01} + D_{01}) \dot{x}];$$

$$F_{\text{н}} = \alpha_0 r_{\text{н}} B N_{\text{н}}; \quad P_{01} = \frac{(\alpha_0 r_{\text{н}} B N_{\text{н}})^2}{R_{\text{н}} + R_{\text{вых}}}; \quad (6.51)$$

$$D_{01} = \frac{(\alpha_0 r_0 B N_0)^2}{R_0 + R_{\text{вых}}}; \quad i'_{\text{н}} = \frac{U}{R_{\text{н}} + R_{\text{вых}}}; \quad \omega^2 = \frac{c}{m}.$$

Здесь $F_{\text{н}} i'_{\text{н}} - P_{01} \dot{x}$ — сила импульса в режиме насыщения рабочего транзистора электронной схемы формирования импульса привода; $D_{01} \dot{x}$ — сила освобождения; c — эквивалентная жесткость ветвей камертона; α_0 — суммарный угол несрезанной части магнитопровода в форме чашки; $r_{\text{н}}$ и r_0 — радиусы средней длины окружности витков импульсной катушки и катушки освобождения; $N_{\text{н}}$ и N_0 — число витков обмоток импульсной катушки и катушки освобождения; m — эквивалентная масса ветвей камертона.

Рассмотрим режим работы схемы формирования импульса привода, когда на базу транзистора подано запирающее смещение. При этом продолжительность импульса будет меньше полупериода колебаний ветвей камертона (см. рис. 4.36).

Допустим, что при противофазных линейных перемещениях ветвей силы импульса и освобождения действуют в интервале от $-a_1$ до a_2 , причем A — амплитуда колебаний свободного конца ветви. Для решения (6.50) применим метод гармонической линеаризации. Коэффициенты гармонической линеаризации первых трех членов нелинейной функции известны. Определим коэффициенты гармонической линеаризации последних двух членов нелинейной функции ($x = A \sin \eta$, $\dot{x} = A \omega \cos \eta$, $\eta = \omega t + \psi$):

$$h_1 = \frac{F_{\text{н}} i'_{\text{н}}}{\pi c} \int_{\eta_1}^{\eta_2} \cos \eta \, d\eta; \quad q_1 = \frac{F_{\text{н}} i'_{\text{н}}}{\pi c} \int_{\eta_1}^{\eta_2} \sin \eta \, d\eta;$$

$$h_2 = \frac{P_{01} + D_{01}}{\pi c} A \omega \int_{\eta_1}^{\eta_2} \cos^2 \eta \, d\eta;$$

$$q_2 = -\frac{P_{01} + D_{01}}{\pi c} A \omega \int_{\eta_1}^{\eta_2} \cos \eta \sin \eta \, d\eta;$$

$$\sin \eta_1 = -a_1/A; \quad \sin \eta_2 = a_2/A.$$

Выполнив интегрирование, получим:

$$h_1 = \frac{F_{\text{н}} i'_{\text{н}} (a_1 + a_2)}{\pi c A}; \quad q_1 = -\frac{F_{\text{н}} i'_{\text{н}}}{\pi c A} \left(\sqrt{A^2 - a_2^2} - \sqrt{A^2 - a_1^2} \right);$$

$$h_2 = \frac{(P_{01} + D_{01})}{\pi c} A \omega \theta; \quad q_2 = -\frac{(P_{01} + D_{01})}{2\pi c A} \omega (a_2^2 - a_1^2);$$

$$\theta = \arcsin a_2/A + \arcsin a_1/A + 1/A^2 \left(a_2 \sqrt{A^2 - a_2^2} - a_1 \sqrt{A^2 - a_1^2} \right).$$

Подставив значения коэффициентов гармонической линеаризации в (6.10) и (6.11) и учитывая, что ветвям камертона сообщается один импульс за период колебаний, получим:

$$\frac{dA}{dt} = \frac{\omega}{2\pi A} \left[-\pi b_0 A^2 + \frac{F_n i'_n}{c} (a_1 + a_2) - \frac{(P_{o1} + D_{o1})}{2c} \omega A^2 \theta \right];$$

$$b_0 = \frac{h}{V m_0 c}; \quad (6.52)$$

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86400} = -\frac{3}{8} \varepsilon A^2 - \frac{F_n i'_n}{2\pi c A^2} \left(\sqrt{A^2 - a_2^2} - \sqrt{A^2 - a_1^2} \right) +$$

$$+ \frac{(P_{o1} + D_{o1})}{4\pi c A} \omega (a_1^2 - a_2^2). \quad (6.53)$$

Обычно $a_1 = a_2$. В этом случае изменение периода колебаний камертонного генератора будет определяться только неизохронностью восстанавливающей силы ветви камертона, т. е. $\frac{\Delta T}{T} = -\frac{3}{8} \varepsilon A^2$ ($\varepsilon \geq 0$).

В стационарном автоколебательном режиме при $dA/dt = 0$ зависимость стационарной амплитуды колебаний A_c от основных параметров камертонного генератора определяется на основании (6.52) (при $a_1 = a_2 = a$)

$$-A_c^2 \left[\pi b_0 + \frac{P_{o1} + D_{o1}}{2c} \omega \theta \right] + 2/c F_n i'_n a = 0, \quad (6.54)$$

где

$$\theta = 2 \left(\arcsin a/A + a/A^2 \sqrt{A^2 - a^2} \right).$$

Метод определения дефектов сборки часового механизма по характеру изменения амплитуды колебаний осциллятора

Динамические воздействия дефектов часового механизма на автоколебательную систему часов проявляются в виде изменения во времени момента сопротивления кинематической цепи, вызывающего соответствующие изменения амплитуды колебаний осциллятора. Зависимость стационарных значений амплитуды Φ_c автоколебаний осциллятора от ряда фиксированных во времени моментов импульса M_n и моментов сопротивления M_{c1} определяется по формуле (6.45), которую можно привести к виду

$$\Phi_c = -a_0 + \sqrt{b_c + 1/A_0 (C_1 M_n - C_2 M_{c1})}. \quad (6.55)$$

Значение коэффициентов (6.55) зависит от типа используемого преобразователя, кинематической цепи, конечного устройства и др. Для случая, рассмотренного выше [см. (6.44)]:

$$b_c = a_0^2 + 1/A_0 \varphi S_1 (2 - S_1); \quad C_1 = 2/K \varphi_1; \quad C_2 = 2/K (\varphi_0 + \varphi_1);$$

$$M_n = Q_0 i'_n; \quad M_{c1} = D (M_n + M_{ф. х}); \quad a_0 = B_0 / 2A_0.$$

Таким образом, если известна начальная амплитуда Φ_0 колебаний осциллятора, то при помощи (6.48) и (6.55) можно определить зависимость амплитуды колебаний осциллятора Φ_{ti} от времени t в переходном режиме при скачкообразном (мгновенном) изменении приведенного момента сопротивления кинематической цепи $M_c = C_1 M_n - C_2 M_{c1}$.

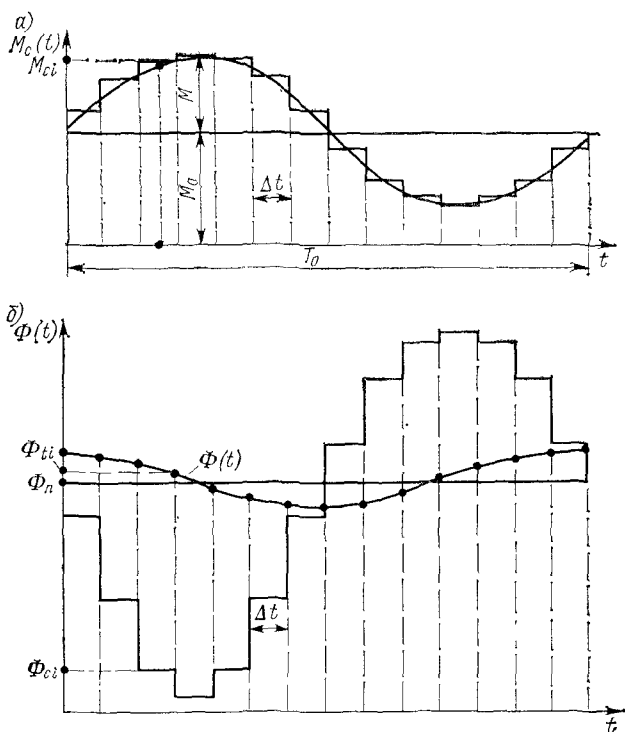


Рис. 6.6. Зависимости приведенного момента M_c (а) и амплитуды колебаний осциллятора Φ (б) от времени t

Однако в реальных условиях функционирования часов изменения приведенного момента сопротивления M_c вследствие дефектов сборки часов происходят не мгновенно, а в некотором конечном интервале времени, причем эти изменения имеют периодический характер. Наибольший интерес представляет случай, когда на вход автоколебательной системы действует приведенный момент M_c , изменяющийся по гармоническому закону:

$$M_c(t) = M_0 + M \sin \omega_0 t, \quad (6.56)$$

где M_0 , M , ω_0 — соответственно постоянная составляющая, амплитудное значение момента сопротивления и круговая частота входного воздействия (рис. 6.6, а).

Для определения при помощи (6.48) и (6.55) реакции автоколебательной системы (изменение амплитуд Φ) на входное воздействие разбиваем период $T_0 = 2\pi/\omega_0$ входного воздействия на l участков с дискретностью $\Delta t = T/l$, в интервале которых возмущающее воздействие считаем постоянным, причем $\Delta t = T_0/l = pT$, где $T = 2\pi/\omega$ — период колебаний осциллятора; $p = 1, 2, 3, \dots, n$. Число участков зависит от допустимой погрешности аппроксимации. Таким образом, (6.56) приводится к виду

$$M_{ci} = M_0 + M \sin 2\pi/l (i - 1/2). \quad (6.57)$$

Здесь $i = 1, 2, 3, \dots, l$; M_{ci} — последовательность дискретных значений $M_{c(t)}$, которым на основании (6.55) соответствует последовательность дискретных значений Φ_{ci} стационарной амплитуды Φ_c (рис. 6.6, б). Автоколебательная система баланс—волосок обладает сравнительно высокой добротностью и близка к линейной консервативной системе. Поэтому амплитуда колебаний осциллятора при синусоидальном входном воздействии практически будет меняться по синусоидальному закону

$$\Phi_t = \Phi_n + \Phi_a \sin(\omega_0 t + \psi_1), \quad (6.58)$$

где $\Phi_n = 1/l \sum_{i=1}^l \Phi_{ti}$ — постоянная составляющая амплитуды на выходе автоколебательной системы;

$$\begin{aligned} \Phi_a &= \sqrt{a_i^2 + b_i^2}; \quad a_i = 2/l \sum_{i=1}^l \Phi_{ti} \cos \frac{2\pi i}{l}; \\ b_i &= 2/l \sum_{i=1}^l \Phi_{ti} \sin \frac{2\pi i}{l}; \end{aligned} \quad (6.59)$$

$\psi_1 = \arctg a_i/b_i$ — фазовый сдвиг по отношению к выбранному началу отсчета времени; Φ_a — амплитудное значение выходной реакции Φ_t автоколебательной системы на возмущающие воздействия.

Рекомендуется следующая последовательность вычисления Φ_{ti} . Для принятых значений $M_0, M_{c1}, M_{c2}, \dots, M_{ci}, \dots, M_{cl}$ определяем по формуле (6.55) значения $\Phi_0, \Phi_{c1}, \Phi_{c2}, \dots, \Phi_{ci}, \dots, \Phi_{cl}$ (рис. 6.6, б). Пользуясь (6.48), исходными данными $\Phi_0, \Phi_c = \Phi_{c1}$ и $t = \Delta t$ определяем при помощи ЭВМ $\Phi_{t1} = \Phi_{t1}^*$. Затем для исходных данных $\Phi_0 = \Phi_{t1}, \Phi_c = \Phi_{c2}$ и $t = \Delta t$ находим $\Phi_{t2} = \Phi_{t2}$ и т. д. В конце первого цикла вычисляем $\Phi_{t1} = \Phi_{t1}$. Так как в колебательной системе происходит процесс установления колебаний, то, пользуясь амплитудой колебаний осциллятора в конце первого цикла в качестве исходной, т. е. $\Phi_{t1} = \Phi_0$, определяем по указанному алгоритму амплитуду колебаний осциллятора в конце вто-

* В формуле (6.48) $\Phi = \Phi_{ti}$.

рого цикла и т. д. Вычисления заканчиваем после выполнения условия

$$|\Phi_{it}n - \Phi_{it}(n - 1)| \leq \delta,$$

где n — номер цикла; δ — допустимая погрешность определения амплитуды Φ_{it} . По полученным значениям Φ_{it} можно построить кривую $\Phi(t)$ (рис. 6.6, б). После определения Φ_{it} вычисляем амплитудные значения Φ_a выходной реакции Φ_t автоколебательной системы на возмущающее воздействие для различных значений

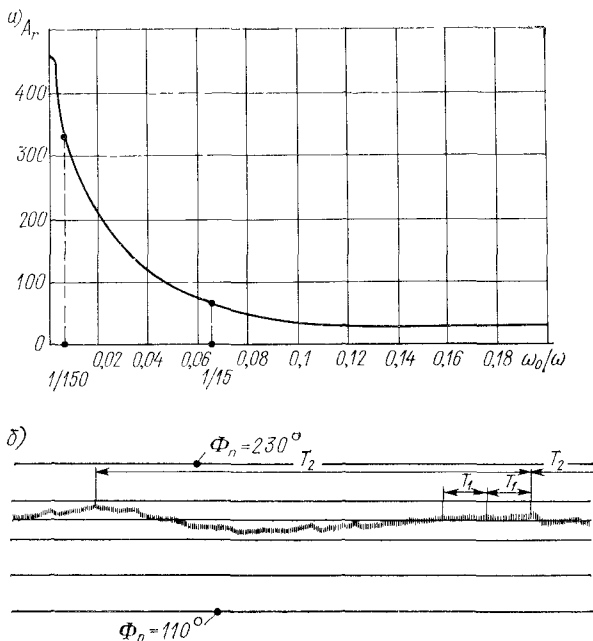


Рис. 6.7. Амплитудно-частотная характеристика (а) и зависимость амплитуды Φ колебаний осциллятора от времени (б) для часового механизма

параметров M и ω_0 и строим амплитудно-частотные характеристики осциллятора, т. е. зависимости $A_q = \Phi_a/M$ от ω_0/ω . Эти зависимости позволяют определить реакцию осциллятора Φ_t и Φ_a на входное возмущающее воздействие, которое характеризуется амплитудным значением момента сопротивления M и круговой частотой ω_0 (6.56).

В качестве примера на рис. 6.7, а построена амплитудно-частотная характеристика базового механизма электронно-механических часов. Из рисунка видно, что чем больше ω_0 ($\omega = \text{const}$), тем меньше реакция осциллятора на тот или иной дефект (амплитудное значение момента сопротивления M). Кроме того, чем больше M , т. е. чем сильнее дефект, тем при одних и тех же зна-

чениях ω_0 больше Φ_a . При отсутствии дефекта ($M = 0$) получим $\Phi_a = 0$.

Такие дефекты, как радиальные биения спускового и секундного колес или неравномерность шага, вызывают колебания с частотами соответственно $\omega_0 = (1/50)\omega$ (при числе зубьев спускового колеса 15) и $\omega_0 = (1/150)\omega$. Неправильная установка палет механизма спуска или преобразователя проявляется с частотой $\omega_0 = \omega$. Зная характер изменения амплитуды колебаний осциллятора во времени вследствие наличия дефекта в часах, можно по известным формулам определить погрешность показания часов, вызванную дефектом. Таким образом, на стадии проектирования часов представляется возможным установить такие количественные характеристики отдельных возможных дефектов, ограниченные соответствующими допусками, при которых изменение хода часов и амплитуды колебаний осциллятора не превосходит заданных пределов.

На рис. 6.7, б приведена экспериментальная кривая механизма настольных электронно-механических часов. Постоянные составляющие амплитуды колебаний осциллятора от $\Phi_n = 110 \div 230^\circ$.

Из рисунка видно, что механизм имеет два дефекта: биение спускового колеса палетно-червячного преобразователя с периодом $T_1 = 15T$ или $\omega_0 = \omega/15$ и биение секундного колеса с периодом $T_2 = 150T$ ($\omega_0 = \omega/150$). Амплитудные значения выходной реакции автоколебательной системы основной гармоники $\Phi_a = 12^\circ$ ($\omega_0 = \omega/150$) и десятой гармоники $\Phi_{10a} = 4^\circ$ ($\omega_0 = \omega/15$). Постоянная составляющая амплитуды колебаний осциллятора $\Phi_n = 185^\circ$. По формуле (6.55) при $\Phi_c = \Phi_n$ определяем постоянную составляющую момента $M_0 = 6,5 \cdot 10^{-5}$ Н·м. Пользуясь амплитудно-частотной характеристикой (рис. 6.7, а), определяем амплитудные значения момента сопротивления M : $M_1 = 0,6 \cdot 10^{-5}$ Н·м и $M_{10} = 1 \cdot 10^{-3}$ Н·м. Эти моменты сопротивления, будучи приведенными к соответствующим осям вращения, позволяют определить параметры дефекта.

Цифровой прибор для регистрации амплитуды автоколебаний осциллятора электронно-механических часов

Основные дефекты сборки и регулирования электронно-механических приборов времени в условиях их серийного производства могут быть эффективно определены по характеру изменения амплитуды автоколебаний осциллятора в некотором интервале времени. При этом существенно, чтобы измерение и регистрация амплитуды колебаний осциллятора осуществлялись при закрытом корпусе, т. е. без вскрытия часов. Известные методы измерения и регистрации амплитуды колебаний осциллятора механических часов непригодны для электронно-механических часов.

Экспериментальное исследование полей рассеивания магнитной системы осциллятора электронно-механических часов вне корпуса позволило установить, что эти поля могут быть исполь-

зованы для определения амплитуды путем измерения времени прохождения осциллятора некоторого фиксированного (базового) угла, расположенного симметрично относительно положения равновесия осциллятора.

В ЛИТМО разработано устройство с одним индукционным измерительным преобразователем, в котором базовый угол $2\alpha = \pi$ фиксирован направлением витков (рис. 6.8, а). Благодаря этому практически полностью исключено влияние разброса параметров

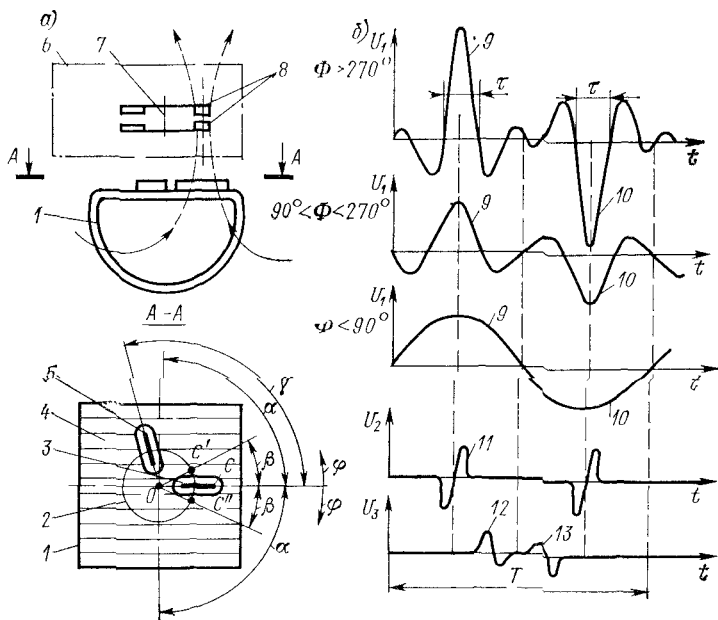


Рис. 6.8. Индукционный измерительный преобразователь (а) и электрические сигналы (б)

часового механизма b на точность фиксации базового угла. На индукционном преобразователе 1 расположены (приклеены) вспомогательные катушки 3 и 5 , угол между осями симметрии которых обозначен γ . Перед началом измерения часы устанавливают таким образом, чтобы проекция O оси баланса 7 на плоскость преобразователя приблизительно совпадала с геометрическим центром преобразователя 1 , а проекция C на ту же плоскость геометрической оси постоянных магнитов 8 магнитной системы в положении равновесия баланса лежала на оси симметрии OC катушки 3 . Таким образом, при колебании баланса проекция C описывает часть окружности 2 , полностью расположенной на активной части витков 4 преобразователя 1 . Поскольку витки 4 расположены параллельно друг другу и по отношению к оси симметрии OC , то базовый угол строго фиксирован направлением витков преобразова-

теля. Угол γ ограничен неравенством $\Phi_{\min} > \gamma > \alpha$, где Φ_{\min} — наименьшая измеряемая амплитуда колебаний осциллятора.

При колебании осциллятора магнитное поле рассеивания постоянных магнитов 8 индуцирует в преобразователе 1 и вспомогательных катушках 3 и 5 электрические сигналы соответственно U_1 , U_2 и U_3 (рис. 6.8, б). Электрический сигнал принимает нулевые значения в те моменты времени, когда скорость осциллятора (постоянных магнитов 8) равна 0 или когда магниты 8 движутся параллельно виткам индукционного преобразователя. Форма сигнала и количество пиковых значений U_1 за период $T = 2\pi/\omega$ зависят от амплитуды колебаний осциллятора

$$U_1 = k_1 \Phi \omega \sin \omega t \cos \varphi = k_1 \Phi \omega \sin \omega t \cos (\Phi \cos \omega t),$$

где k_1 — коэффициент, характеризующий параметры индукционного преобразователя и магнитного поля рассеивания.

Зависимость между амплитудой колебаний осциллятора Φ и измеряемым интервалом времени τ (временем прохождения базового угла) имеет вид

$$\Phi = \frac{2\alpha}{2 \sin 0,5\omega\tau} = \frac{\pi}{2 \sin 0,5\omega\tau}. \quad (6.60)$$

Базовый угол $2\alpha = \pi$ реализуется в интервале угла поворота баланса φ от $\pi/2$ до $-\pi/2$ и от $-\pi/2$ до $\pi/2$ (импульсы 9 и 10).

Основная погрешность определения амплитуды Φ колебаний осциллятора в данном случае характеризуется угловым смещением β положения равновесия осциллятора от направления OC при установке часов на измерительную позицию. При этом проекция C геометрической оси магнитов 8 на плоскость преобразователя займет положение C' или C'' . Расчеты показывают, что погрешность измерения даже при относительно больших значениях угла β не превышает доли процента.

Электрические сигналы U_2 и U_3 на выходе вспомогательных катушек 3 и 5 содержат информацию о положении магнитов осциллятора относительно базового угла 2α . На основе этой информации построен алгоритм управления циклами выделения и измерения продолжительности τ импульсов 9 и 10, т. е. продолжительности прохождения осциллятором угла $2\alpha = \pi$. Совпадение во времени импульсов 9 и 11 определяет начало счета импульсов 12 и 13, по числу которых электронная схема «определяет» импульс 10, длительность которого является источником первичной информации. В измерительном устройстве осуществлена линейно-кусочная аппроксимация нелинейной градуировочной характеристики (6.60), что позволило представить результаты измерения в цифровом виде непосредственно в единицах измеряемой физической величины.

При линейно-кусочной аппроксимации градуировочной характеристики в диапазоне измеряемых амплитуд $125^\circ \leq \Phi \leq 300^\circ$ получены шесть линеаризованных участков с максимальной по-

грешностью линеаризации $\Delta\Phi \leq 0,5C_0$, где $C_0 = 1^\circ$ — дискретность измерения амплитуды колебаний осциллятора.

На рис. 6.9, а приведена структурная схема измерительного устройства, реализующая предлагаемый метод измерения ампли-

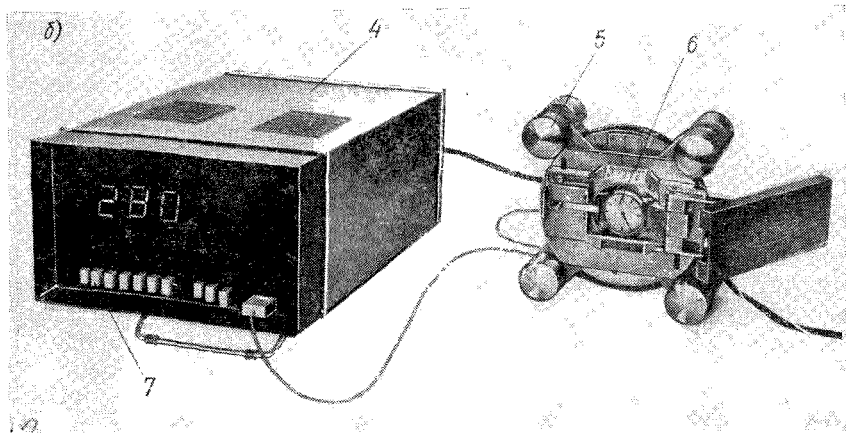
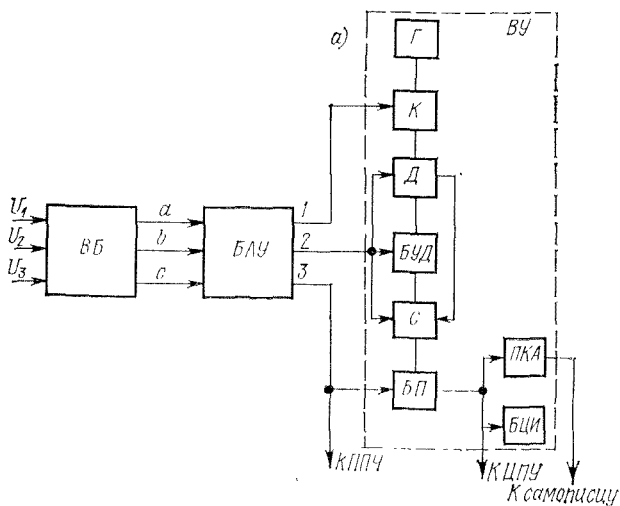


Рис. 6.9. Прибор для регистрации амплитуды колебаний осциллятора: а — структурная схема; б — внешний вид прибора:

4 — измерительное устройство; 5 — кнопки управления; 6 — установочный столик с измерительным преобразованием (датчиком); 7 — часы

туды колебаний осциллятора электронно-механических приборов времени. Внешний вид прибора показан на рис. 6.9, б.

Прибор содержит входной блок (ВБ), блок автоматического управления (БАУ) и выходное устройство (ВУ). По цепям а, б и с

входного блока в блок автоматического управления поступают сигналы U_1 , U_2 и U_3 , сформированные в виде последовательности прямоугольных импульсов, на основе которых построен ранее упомянутый алгоритм управления циклами выделения и измерения времени τ (см. рис. 6.8).

Перед каждым циклом измерения блок автоматического управления по цепи 2 осуществляет установку исходного числа вычитающего счетчика (C) и первоначальную установку цепей делителя (D) и блока управления делителем ($БУД$). При прохождении магнитами осциллятора базового угла π на выходе 1 блока автоматического управления формируется прямоугольный импульс, который открывает ключ (вентиль) (K) на время τ . Длительность времени τ измеряется с помощью импульсов опорной частоты, поступающих из генератора (G) через ключ (K) и делитель (D) на вход вычитающего счетчика (C). Информация о состоянии счетчика непрерывно поступает в $БУД$, который осуществляет последовательную смену коэффициентов деления делителя (D) в те моменты времени, когда состояние счетчика (C) соответствует цифровому значению ординат граничных точек линейных участков градуировочной характеристики. Этим обеспечивается автоматическая смена частоты заполнения при переходе от одного линейного участка характеристики на другой.

В конце каждого цикла измерения окончательное состояние счетчика в двоично-десятичном коде 1—2—4—8 соответствует цифровому значению амплитуды Φ . Блок автоматического управления формирует на выходе 3 последовательность прямоугольных импульсов, поступающих в прибор типа ППЧ для измерения суточного хода часов. По переднему фронту указанных импульсов осуществляется автоматическое тактирование триггеров блока памяти ($БП$) при записи кодов чисел счетчика после каждого цикла измерения. С выхода преобразователя код-аналог ($ПКА$) снимают аналоговый эквивалент измеряемой амплитуды. Цифровое значение амплитуды Φ фиксируется на индикаторах блока цифровой индикации ($БЦИ$). Информация об измеряемой амплитуде в параллельном двоично-десятичном коде может быть подана с выхода блока ($БП$) на цифropечатающее устройство ($ЦПУ$). Благодаря цифровому выходу результатов измерения амплитуды колебаний осциллятора, прибор легко согласуется с перфоратором ЭВМ, что позволяет полностью автоматизировать обработку первичных данных испытаний приборов времени для оценки качества каждого экземпляра в данной выборке и партии в целом*.

6.3. ДИНАМИКА КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА

В работе [64] выполнено исследование динамики кварцевого резонатора, включенного в обобщенную схему возбуждения автоколебаний (рис. 6.10). При этом рассматривается возможность уста-

* А. с. 556410 (СССР).

новления колебаний как на основной частоте резонанса, так и на ближайшей «паразитной» резонансной частоте. Статическая емкость резонатора отдельно не учитывается и включена в емкость C_1 . (Эквивалентное преобразование двухполюсников).

Для получения результатов в общем виде, применимых для различных конкретных типов кварцевых генераторов, характеристика активного нелинейного элемента представлена в виде отрицательного сопротивления $r_{отр} = R_0 [1 - (i/i_s)^2]$, где $1 - (i/i_s)^2$ — нелинейная функция; i/i_s — отношение тока, протекающего через динамическую ветвь, к общему максимальному току в резонаторе.

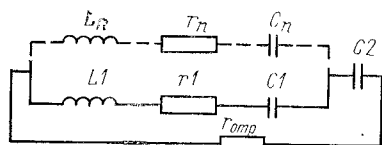


Рис. 6.10. Обобщенная эквивалентная схема кварцевого генератора

Анализ систем двух уравнений, полученных в [64], выполнен при помощи метода медленно меняющихся коэффициентов [13].

В кварцевых генераторах малогабаритных приборов времени возбуждаются колебания на сравнительно низкой основной частоте, причем кварцевые элементы в форме бруска, камертона и др. совершают колебания изгиба. Подобные генераторы обычно не проявляют склонности к так называемым паразитным колебаниям. Поэтому при анализе эквивалентной схемы генератора мы не будем учитывать влияние эквивалентных параметров паразитного резонанса L_n , r_n , C_n . Емкость C_2 может включать также и емкость управляющих элементов в виде подстроечных конденсаторов.

Для схемы электрической цепи при указанных выше допущениях справедливо уравнение $U_{L1} + U_{r1} + U_{c1} + U_{c2} = E$, или

$$L1 \frac{di}{dt} + r1i + \frac{1}{C1} \int i dt + \frac{1}{C2} \int i dt = R_0 [1 - (i/i_s)^2] i. \quad (6.61)$$

Здесь $L1$, $r1$ и $C1$ — эквивалентные параметры основного резонатора. Допустим, что скорость изменения во времени напряжения на зажимах емкостей нелинейно зависит от тока протекающего через конденсаторы, т. е.

$$\frac{dU_c}{dt} = \left(\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} \right) i [1 + \varepsilon (i/i_s)^2].$$

Кроме того, предполагаем нелинейную зависимость падения напряжения на эквивалентном сопротивлении $r1$ от тока i :

$$U_{r1} = r1i [1 + \alpha/3 (i/i_s)^2].$$

Уравнение (6.61) принимает вид

$$\begin{aligned} di/dt + \frac{rI}{LI} \left[1 + \alpha/3 (i/i_s)^2 \right] + \frac{1}{LIC_0} \int i [1 + \varepsilon (i/i_s)^2] dt = \\ = \frac{R_0 i}{LI} [1 - (i/i_s)^2], \end{aligned}$$

где

$$C_0 = \frac{C1C2^3}{C1 + C2}.$$

Дифференцируя по времени обе части этого уравнения и поделив все члены уравнения на i_s , будем иметь:

$$\ddot{x} + \omega_0^2 x = \omega_0^2 F(x, \dot{x}); \quad (6.62)$$

$$F(x, \dot{x}) = l\dot{x}(1 - 3x^2) - s\dot{x}(1 + \alpha x^2) - \varepsilon x^3.$$

Здесь $x = i/i_s$; $\omega_0^2 = \frac{1}{LIC_0}$; $l = R_0 C_0$; $s = rIC_0$.

Так как рассматриваемая автоколебательная система обладает высокой добротностью и малой нелинейностью, то правая часть уравнения мала и частота автоколебаний будет мало отличаться от частоты колебаний линейной консервативной системы.

Для решения (6.62) применим приближенный метод гармонической линеаризации

$$x = A \sin(\omega_0 t + \psi) = A \sin \eta, \quad \eta = \omega_0 t + \psi,$$

где амплитуда A и фаза ψ — медленно меняющиеся функции времени. Определив коэффициенты гармонической линеаризации отдельных членов нелинейной функции $F(x, \dot{x})$ при помощи выражений (6.12) и пользуясь уравнениями (6.10) и (6.11), будем иметь:

$$dA/dt = \frac{\omega_0}{2} [A\omega_0(l - s) - 1/4\omega_0 A^3(3l - s\alpha)]; \quad (6.63)$$

$$d\psi/dt = 3/8\varepsilon\omega_0 A^3. \quad (6.64)$$

Для стационарного автоколебательного режима $dA/dt = 0$ при $A = A_c$. Следовательно,

$$\omega_0(l - s) - 1/4\omega_0 A_c^2(3l - s\alpha) = 0. \quad (6.65)$$

Из этого уравнения получаем положительное значение стационарной амплитуды

$$A_c = \sqrt{\frac{l - s}{0,25(3l - s\alpha)}} = \sqrt{\frac{R_0 - r_1}{0,25(3R_0 - r_1\alpha)}}. \quad (6.66)$$

Уравнение (6.65) характеризует баланс энергии в автоколебательной системе при стационарном режиме, причем $\omega_0 l$ — безразмерная величина, пропорциональная энергии, поступающей в автоколебательную систему за период колебаний; $0,25 A_c^2 \omega_0 (3l - s) + \omega_0 l$ — безразмерная величина, пропорциональная рассеиваемой энергии за то же время.

В системе возможны автоколебания при условии $|R_0| > rI$. Так как $dA_c/dR_0 > 0$, то увеличение $|R_0|$ вызывает увеличение стационарной амплитуды A_c .

Возьмем следующие исходные данные для кварцевого резонатора наручных часов. Частота свободных колебаний кварца $f = \omega_0/2\pi = 32\,678$ Гц; добротность кварцевого резонатора $Q = 6 \cdot 10^4$; эквивалентное активное сопротивление $rI = 22 \cdot 10^3$ Ом; отрицательное активное сопротивление $|R_0| = 33 \cdot 10^3$ Ом. Имеем:

$$LIC_0 = \frac{1}{(2\pi f)^2} = 2,36 \cdot 10^{-11} \text{ с}^2; \quad \frac{LI}{rI} = Q/2\pi f = 0,291 \text{ с};$$

$$r_1 C_0 = s = 8,14 \cdot 10^{-11} \text{ с}; \quad C_0 = 0,37 \cdot 10^{-14} \text{ Ф}; \quad R_0 C_0 = l = 12,2 \cdot 10^{-11} \text{ с};$$

$$W_+ = \omega_0 (l - s) = 0,86 \cdot 10^{-5} \text{ при } \alpha = 0,11;$$

$$W_- = 0,25 (3l - s\alpha) \omega_0 A^2 = 1,9 \cdot 10^{-5} A^2.$$

По полученным данным построены кривые, иллюстрирующие энергетические соотношения в кварцевом генераторе с мягким режимом возбуждения автоколебаний (рис. 6.11). Абсцисса точки пересечения кривых W_+ и W_- соответствует устойчивой стационарной амплитуде колебаний A_c .

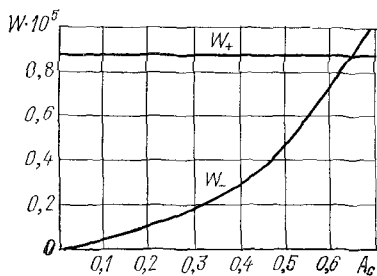


Рис. 6.11. Энергетические соотношения в кварцевом генераторе

ний кварцевого генератора, равной 0, то

На основании (6.64) получаем частоту автоколебаний генератора $\omega_c = \omega_0 + d\psi/dt = \omega_0 (1 + 3/8\epsilon A^3)$, или, пользуясь (6.66) при $A = A_c$,

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LIC_0}} \left[1 + 3\epsilon \left(\frac{R_0 - rI}{3R_0 + rI\alpha} \right)^{3/2} \right] - 1.$$

Если ω_H — номинальная (расчетная) выходная частота колебаний при которой суточный ход часов

$$\frac{\omega_c - \omega_H}{\omega_H} = \frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{1}{\omega_H \sqrt{LIC_0}} \left[1 + 3\epsilon \left(\frac{R_0 - rI}{3R_0 + rI\alpha} \right)^{3/2} \right] - 1. \quad (6.67)$$

Пользуясь уравнением (6.63), можно определить продолжительность переходного процесса в кварцевом генераторе, например, после внезапного изменения режима питания

$$t = \frac{2}{\omega_0^2 (l - s)} \int_{A_0}^A \frac{dA}{A (1 - m^2 A^2)} = \frac{2}{\omega_0^2 (l - s)} \ln \left[\frac{A/A_0 (1 - m^2 A_0^2)^{1/2}}{(1 - m^2 A^2)^{1/2}} \right],$$

где

$$m^2 = \frac{0,25 (3l - s\alpha)}{l - s} (m^2 A^2 < 1, A < A_c).$$

6.4. ДИНАМИКА МЕХАНИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ

Динамика генератора со свободным анкерным спуском

Генератор со свободным анкерным спуском был рассмотрен в гл. 4. На рис. 4.3 показана схема расположения углов поворота баланса при движении его от одного крайнего положения до другого. При свободном движении баланса против часовой стрелки к положению равновесия при $\varphi = -\varphi_1$ происходит удар импульсного камня о неподвижную вилку (см. рис. 4.3, а). На основании (6.35) момент ударного импульса $I_0\dot{\varphi}\delta(\varphi + \varphi_1)$. После этого основного удара возможны и другие удары в регуляторе, которые мы не учитываем. На участке угла поворота баланса от $-\varphi_1$ до $-\varphi_2$ ($\beta_1 = \varphi_1 - \varphi_2$), т. е. на участке угла освобождения β_1 , баланс поворачивает вилку и подводит ее к началу импульса. При этом баланс преодолевает момент сил освобождения F_0M_x [см. (4.2)]. На участке угла от $-\varphi_2$ до φ_3 ($\lambda = \varphi_2 + \varphi_3$), т. е. на участке угла импульса, к балансу приложен момент импульса F_nM_x [см. (4.4)]. При движении баланса в обратном направлении на него действуют те же моменты сил (см. рис. 4.3, б).

Таким образом, в автоколебательной системе со свободным анкерным спуском функция $f(\varphi, \dot{\varphi})$ (6.3) имеет вид

$$f(\varphi, \dot{\varphi}) = -I_0\dot{\varphi}\delta(\varphi + \varphi_1) - F_0M_x + F_nM_x.$$

В рассматриваемом случае нелинейная функция (6.35) равна 0, т. е. $\theta(\varphi, \dot{\varphi}) = 0$. Если не учитывать неуравновешенности осциллятора, внутреннее трение в материале волоска и его инерционные свойства, а также влияние регулировочного устройства (градусника), то уравнение автоколебательного движения осциллятора (6.5) и нелинейная функция (6.6) будут иметь следующий вид:

$$\ddot{\varphi} + \omega^2\varphi = F(\varphi, \dot{\varphi}); \quad \omega^2 = K/I_0;$$

$$F(\varphi, \dot{\varphi}) = -\varepsilon\varphi^3 + 1/K[-h\dot{\varphi} - M_T - I_0\dot{\varphi}\delta(\varphi + \varphi_1) - F_0M_x + F_nM_x]. \quad (6.68)$$

Ударный импульс I_0 определяется по формуле (6.39) при $\varphi_0 = \varphi_1$. Подставив значения коэффициентов гармонической линеаризации нелинейной функции (6.68) в уравнения (6.10) и (6.11) и учитывая, что за полный период осциллятору сообщается два импульса и происходят два основных удара осциллятора о неподвижную вилку, после преобразований получим

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\omega}{2\pi\Phi} [-\pi b_0\Phi^2 - 4\rho\Phi - S_1(2 - S_1)(\Phi^2 - \varphi_1^2) - 2F_0\beta_1M_x/K + 2\lambda F_nM_x/K], \quad (6.69)$$

или

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\omega}{2\pi\Phi} (-A_0\Phi^2 - B_0\Phi + C_0),$$

где

$$A_0 = \pi b_0 + S_1(2 - S_1); \quad B_0 = 4\rho; \quad C_0 = 2M_x/K (F_n\lambda - F_0\beta_1);$$

$$b_0 = \frac{h}{\sqrt{TK}}.$$

Кроме того,

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi}{dt} = -\omega \left[-\frac{3}{8} \varepsilon\Phi^2 - F_n \frac{M_x}{K} \frac{\lambda(\varphi_2 - \varphi_3)}{2\pi\Phi^3} + \right. \\ \left. + F_0 \frac{M_x}{K} \frac{\beta_1(\varphi_1 + \varphi_2)}{2\pi\Phi^3} + \frac{S_1(2 - S_1)\varphi_1}{2\pi\Phi^2} \sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2} \right]. \end{aligned} \quad (6.70)$$

Коэффициент S_1 характеризует уменьшение скорости баланса при ударе о неподвижную вилку и определяется на основании выражения (3.24):

$$S_1 = \frac{A_1 a}{(1 + A_1)}; \quad A_1 = \frac{bb_1}{r^2} I_B/I_C,$$

где b и r — радиусы действующих окружностей импульсной рольки и вилки; $b_1 = b + \mu i$ (см. рис. 3.12); I_B и I_C — моменты инерции вилки и баланса; $a = 1,243$.

При стационарном автоколебательном режиме $d\Phi/dt = 0$ и $\Phi = \Phi_c$. При этом на основании (6.69) получаем:

$$\frac{M_x}{K} = \frac{\pi b_0\Phi_c^2 + 4\rho\Phi_c + S_1(2 - S_1)(\Phi_c^2 - \varphi_1^2)}{2(F_n\lambda - F_0\beta_1)}; \quad (6.71)$$

$$\Phi = \frac{1}{2} \frac{1}{A_0} \left[\sqrt{B_0^2 + 4A_0C_0} - B_0 \right].$$

Из уравнения (6.70) определяем относительное приращение периода автоколебаний баланса $\frac{\Delta T}{T}$ и суточный ход Ω :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86400} = -\frac{3}{8} \varepsilon\Phi^2 + \frac{S_1(2 - S_1)\varphi_1 \sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2}}{2\pi\Phi^2} - \\ - \frac{M_x}{2\pi K\Phi^3} [F_n\lambda(\varphi_2 - \varphi_1) - F_0\beta_1(\varphi_1 + \varphi_2)]. \end{aligned} \quad (6.72)$$

Уравнения (6.71) и (6.72) являются основными расчетными уравнениями. Пользуясь (6.71), можно определить вращающий момент на оси колеса M_x для заданной амплитуды колебаний баланса Φ_c или амплитуду Φ_c в зависимости от значения M_x . Уравнение (6.72) устанавливает функциональную зависимость хода часов $\left(\frac{\Delta T}{T}, \Omega\right)$ от основных параметров и режима работы спускового регулятора. Уравнение (6.69) позволяет определить зависимость амплитуды колебаний баланса от времени в переход-

ном режиме [см. формулу (6.21)]. Пользуясь критерием устойчивости (6.20) и уравнением (6.69), получим

$$\left| \frac{\partial F_1(\Phi)}{\partial \Phi} \right|_{\Phi=\Phi_c} = -\omega/2\pi (A_0 + C_0\Phi_c^2) < 0.$$

Следовательно, автоколебания в спусковом регуляторе со свободным анкерным спуском устойчивы при всех реально возможных параметрах регулятора.

Возьмем спусковой регулятор со свободным анкерным спуском для малогабаритных часов, характеризующийся следующими основными данными: углы подъема баланса и вилки $\theta_2 = 40^\circ 0'$, $\theta_1 = 11^\circ 26'$; угол покоя $\gamma_n = 2^\circ 30'$; $\varphi_1 = 20^\circ 0'$; угол освобождения $\beta_1 = \varphi_1 - \varphi_2 = 8^\circ 45'$; $\varphi_2 = 11^\circ 15'$; угол импульса $\lambda = \varphi_2 + \varphi_3 = 31^\circ 15'$; $\varphi_3 = \varphi_1$; период свободных колебаний $T = 1/3$ с; момент инерции баланса $I = 226 \cdot 10^{-11}$ кг·м²; $a = 1,243$; $b/r = \frac{\sin \theta_1/2}{\sin \theta_2/2}$; $b_1 \approx b$. При коэффициенте трения $\mu = 0,1$; $0,15$; $0,20$ передаточные функции принимают значения: $F_n = 0,2445$; $0,2170$; $0,1936$; $F_0 = 0,101$; $0,01205$; $0,1412$.

Задаваясь рядом значений амплитуды Φ , определяем при помощи (6.71) соответствующие значения M_x/K ; затем для каждой пары значений Φ и M_x/K вычисляем $\Delta T/T$ или Ω , пользуясь (6.72). По полученным данным (рис. 6.12, а и б) построены кривые зависимости $\Delta T/T$ от амплитуды колебаний баланса Φ и амплитуды Φ от параметра M_x/K (динамические характеристики) для различных значений параметра I_b/I_0 и трения в колебательной системе (коэффициенты ρ и b_0), а также трения скольжения μ между звеньями спуска. Из рисунка видно, что при увеличении амплитуды колебаний Φ баланса уменьшается угол наклона касательной к характеристике (рис. 6.12, а), т. е. уменьшается значение dh_t/dt ($h_t = \Delta T/T$) и, следовательно, улучшаются точностные характеристики часов. Тот же эффект достигается при уменьшении отношения момента инерции вилки к моменту инерции баланса (I_b/I_0) (кривые 1 и 3) и трения в колебательной системе (кривые 2 и 4). Чем меньше I_b/I_0 и трение в колебательной системе, тем больше амплитуда колебаний баланса при одном и том же значении M_x/K (рис. 6.12, б). Заметим, что при уменьшении I_b/I_0 и коэффициентов вязкого и постоянного трения (b_0 и ρ) увеличивается добротность автоколебательной системы.

Кривые 1—4 построены при коэффициенте трения скольжения $\mu = 0,15$. Кривые 2а и 2б в отличие от кривых 2 построены при μ , равных соответственно 0,10 и 0,20. Уменьшение μ между звеньями спуска вызывает увеличение амплитуды колебаний баланса (рис. 6.12, б) и несколько улучшает стабилизацию периода автоколебаний по амплитуде Φ и моменту на оси спускового колеса M_x (рис. 6.12, а).

На рис. 6.13 приведены зависимости $\Delta T/T$ от амплитуды Φ при различных значениях коэффициента ϵ , характеризующего нелинейную зависимость крутящего момента волоска от угла закручивания. Изменение этого коэффициента позволяет получать возрастающие или убывающие характеристики и может быть осуществлено путем изменения угла между точками крепления внутреннего и внешнего витков, формы внешнего и внутреннего витка и пр. В интервале изменения ϵ от $-0,007$ до $-0,02$ можно достигнуть стабилизации периода автоколебаний в некотором интервале изменения амплитуды колебаний баланса и, следовательно, момента на оси спускового колеса.

В работе [5] показано, что регулятор со свободным анкерным спуском обладает мягким режимом возбуждения автоколебаний, т. е. «берет с места» при выполнении следующих условий: изменение потенциальной энергии волоска на участке угла освобождения должно быть больше суммарной потери энергии на освобождение и трение в колебательной системе; потенциальная энергия волоска

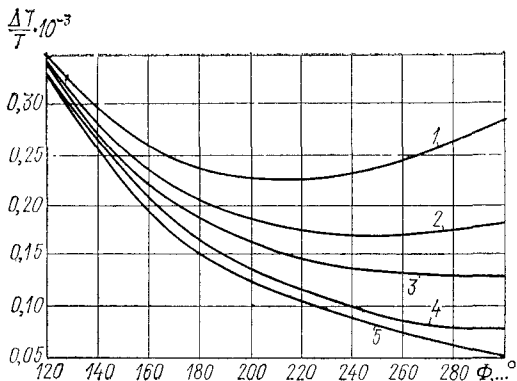
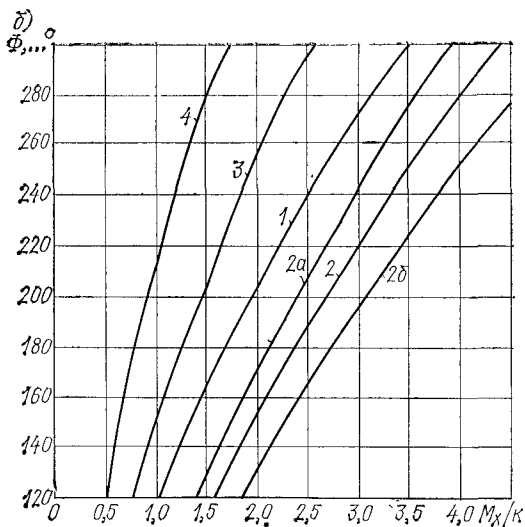
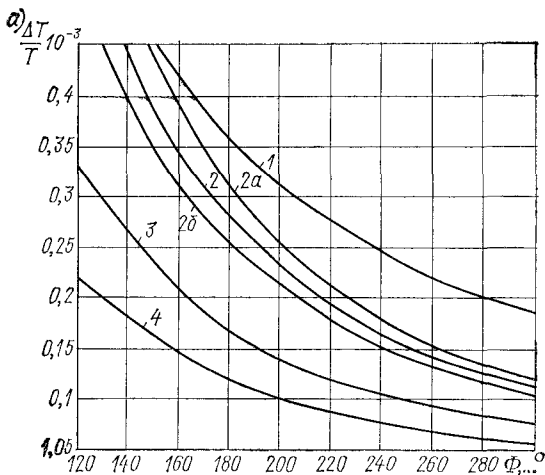


Рис. 6.12. Зависимости $\Delta T/T$ от Φ (а) и Φ от M_X/K (б):

Кривая	I_B/I_G	ρ	b_0
1	0,05	0,0192	0,0015
2	0,01	0,0400	0,0015
3	0,01	0,0192	0,0015
4	0,01	0,0100	0,0015

Рис. 6.13. Зависимости $\Delta T/T$ от Φ при различных значениях коэффициента ε :

1 — $\varepsilon = 0,02$; 2 — $\varepsilon = -0,01$; 3 — $\varepsilon = -0,005$; 4 — $\varepsilon = 0$; 5 — $\varepsilon = 0,0025$

в конце импульса должна быть меньше энергии импульса за вычетом потери энергии на трение в колебательной системе на участке угла импульса.

Динамика спускового регулятора без собственного периода колебаний баланса

Спусковой регулятор без собственного периода колебаний баланса (см. п. 4.1) рассматривается как система с одной степенью свободы, причем предполагается, что момент инерции баланса

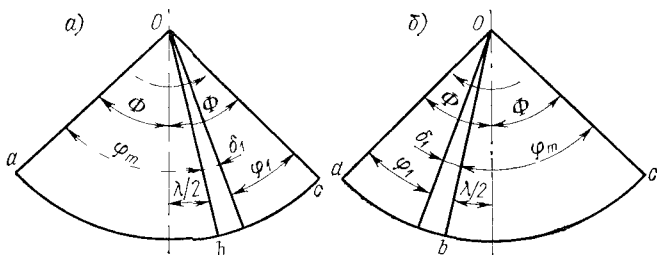


Рис. 6.14. Схемы расположения углов поворота баланса при движении его против (а) и по часовой стрелке (б)

I_6 больше приведенного момента инерции спускового колеса I_x . Для получения аналитических зависимостей применим метод линейно-кусочной (интегрируемой) аппроксимации.

Рассмотрим движение баланса против часовой стрелки от крайнего левого положения a до конца импульса b , т. е. в интервале угла от 0 до φ_T (рис. 6.14, a). На рис. 6.15, a показано направление действия сил N , N_1 , μN , μN_1 и моментов M_T и M_x при взаимодействии зуба спускового колеса с выходной палетой. Уравнения движения баланса и спускового колеса:

$$I_6 \ddot{\varphi} = N\omega - \mu N_y - M_T; \quad I_x \ddot{\alpha} = N_1 v + \mu N_1 u - M_x, \quad (6.73)$$

где M_x — момент на оси спускового колеса; M_T — момент трения в направляющих баланса; α и φ — углы поворота спускового колеса и баланса. Угол α можно выразить через угол φ при помощи уравнения связи. Линеаризуя уравнение связи в интервале малых углов, получим

$$\ddot{\alpha} = -i\ddot{\varphi} \quad (\alpha > 0, \varphi < 0); \quad i = (d\alpha/d\varphi)_{\varphi=0,5\varphi_T}$$

Исключив из (6.73) $N = N_1$ и обозначив $A = (\omega - \mu y)/(v + \mu u)$, получим уравнение движение баланса

$$I_1 \ddot{\varphi} - A M_x + M_T = 0; \quad I_1 = I_6 + i A I_x.$$

Начальные условия: $t = 0$ при $\varphi = 0$ и $\dot{\varphi} = 0$. На основании решения этого уравнения получим продолжительность прохождения

ния балансом участка угла от 0 до φ_T и скорость при $\varphi = \varphi_T$:

$$t_1 = \sqrt{\frac{2I_1\varphi_T}{AM_x}}; \quad \dot{\varphi}_1 = \sqrt{2/I_1(AM_x - M_T)\varphi_T}. \quad (6.74)$$

После импульса баланс свободно поворачивается на небольшой угол δ_1 , а спусковое колесо — на угол падения α_1 . Время прохождения балансом угла δ_1

$$t_2 = \delta_1/\dot{\varphi}_1. \quad (6.75)$$

Если α_1 — конструктивный угол падения (рис. 6.15, б), то $\delta_1 = \alpha_1/J + i$, где $J = (\partial\alpha/\partial\varphi)_{\varphi=\varphi_T}$. При встрече зуба спуско-

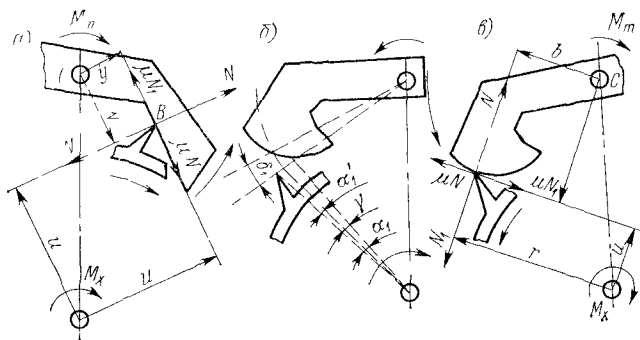


Рис. 6.15. Схемы к выводу основных расчетных формул: а — импульс по выходной палете; б — свободное движение баланса и колеса; в — импульс по входной палете

вого колеса с входной палетой происходит удар, вызывающий уменьшение скорости баланса в соответствии с выражением

$$\dot{\varphi}_2 = \varphi_1(1 - S) = S_0\dot{\varphi}_1, \quad S_0 = 1 - S,$$

где S определяется по формуле (3.13) с учетом параметров рассматриваемого регулятора. После удара баланс поворачивается на дополнительный угол и отводит при этом спусковое колесо назад (рис. 6.15, в). Уравнения движения баланса и спускового колеса на данном участке:

$$I\ddot{\varphi} = -M_T - Nb - \mu N_w; \quad I_x\ddot{\alpha} = -M_x + N_1r - \mu N_1v.$$

Исключив из этих уравнений $N = N_1$ и обозначив $B = (b + \mu v)/(r - \mu v)$; $\ddot{\alpha} = i_1\ddot{\varphi}$; $i_1 = (d\alpha/d\varphi)_{\varphi=0,5\varphi_1}$, получим уравнение движения баланса

$$I_2\ddot{\varphi} + BM_x + M_T = 0; \quad I_2 = I_0 + Bi_1I_x.$$

Начальные условия: $t = 0$ при $\varphi = 0$ и $\dot{\varphi} = S_0\dot{\varphi}_1$. На основании решения этого уравнения получим продолжительность t_3 прохождения балансом третьего участка

$$t_3 = \frac{I_2S_0\dot{\varphi}_1 - \sqrt{(I_2S_0\dot{\varphi}_1)^2 - 2(BM_x + M_T)I_2\varphi_1}}{BM_x + M_T}. \quad (6.76)$$

При движении баланса в обратном направлении (рис. 6.14, б) получим аналогичные аналитические зависимости. Период колебаний баланса

$$T_1 = 2(t_1 + t_2 + t_3). \quad (6.77)$$

Угловая скорость баланса на участке $0 \leq \varphi \leq \varphi_1$

$$\dot{\varphi} = 1/I_2 \sqrt{(I_2 S_0 \dot{\varphi}_1)^2 - 2(BM_x + M_T)I_2 \varphi}. \quad (6.78)$$

В крайнем положении баланса при $\varphi = \varphi_1$ (рис. 6.14, б) скорость $\dot{\varphi} = 0$. Приравняв правую часть равенства (6.78) нулю, после подстановки $\varphi = \varphi_1$ и $\dot{\varphi}_1$ из (6.74) получим

$$\frac{M_x}{M_T} = \frac{\varphi_1 + I_2/I_1 S_0^2 \varphi_T}{I_2/I_1 S_0 A \varphi_T - B \varphi_1}. \quad (6.79)$$

Если Φ — амплитуда возвратно-поступательного движения баланса, т. е. наибольшее отклонение баланса от линии центров, то $\varphi_T = \Phi + \lambda/2$; $\varphi_1 = \Phi - (\lambda/2 + \delta_1)$, где λ — конструктивный угол импульса.

Формула (6.79) выражает зависимость между Φ и M_x . Баланс будет иметь дополнительный угол φ_1 , не равный нулю, при выполнении условия $\dot{\varphi} > 0$ или на основании (6.74) при $AM_x > M_T$.

В табл. 6.1 приведены значения основных параметров двух возвратных спусков. Параметры A и B соответствуют двум значениям коэффициента трения. По этим исходным данным вычислены значения $T_0 = T_1 \sqrt{M_T/I_1}$ и M_x/M_T для ряда амплитуд колебаний баланса Φ и построены кривые зависимости T_0 от M_x/M_T и M_x/M_T от амплитуды Φ (рис. 6.16).

Таблица 6.1. Основные параметры возвратных спусков

Спуск 1		Спуск 2	
$z = 25; \lambda = 6^\circ; \alpha_0 = 64^\circ 48';$ $\alpha_1 = 1^\circ 30'; \delta_1 = 0,01312;$ $i = 0,7798; i_1 = 0,6131;$ $J = 1,243$		$z = 25; \lambda = 8^\circ; 2\alpha_0 = 64^\circ 48';$ $\alpha_1 = 1^\circ 30'; \delta_1 = 0,01787;$ $i_1 = 0,6066; J = 0,4750$	
$\mu = 0,15$ $\mu = 0,20$	$A = 0,9533; B = 2,737$ $A = 1,051; B = 3,111$	$A = 0,7287; B = 1,793$ $A = 0,7979; B = 1,963$	

Все кривые построены при коэффициенте $\mu = 0,15$. Из рисунка видно, что увеличение вращающего момента на спусковом колесе M_x (при $M_T = \text{const}$) вызывает уменьшение периода T_0 возвратно-поступательного движения баланса (рис. 6.16, а). Чем больше M_x (при $M_T = \text{const}$), тем меньше влияние этого момента на период T_0 . Так, если взять интервал изменения M_x/M_T от 4 до 8, а затем от 14 до 18, то относительные изменения периода T_0

будут соответственно 0,30 и 0,14 (кривая 2). В интервале больших для данного регулятора значений моментов на спусковом колесе M_x (при $M_T = \text{const}$) амплитуда Φ изменяется меньше, чем в интервале сравнительно малых значений этого момента (рис. 6.16, б). Чем больше I_x/I_T , тем меньше амплитуда Φ при одном и том же значении M_x/M_T .

Приведенные графики показывают, что спусковые регуляторы без собственного периода колебаний баланса стабилизируют ча-

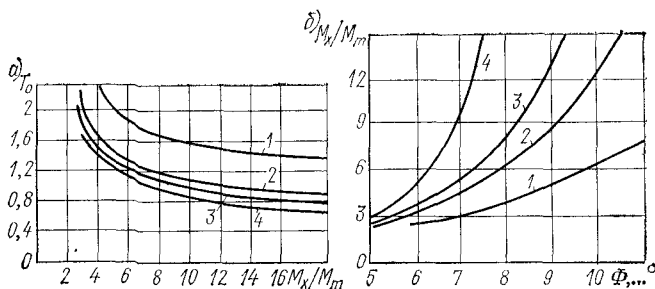


Рис. 6.16. Зависимости T_0 от M_x/M_T (а) и M_x/M_T от Φ (б):

Кривая	λ, \dots°	I_x/I_T	μ
1	8	0,05	0,15
2	6	0,05	0,15
3	6	0,10	0,15
4	6	0,20	0,15

стоту вращения осей передаточного механизма значительно хуже, чем спусковые регуляторы с собственным периодом колебаний осциллятора (с восстанавливающим моментом упругого элемента).

6.5. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ПРИБОРОВ ВРЕМЕНИ

Механическая система

Назовем к. п. д. η_c часового генератора (спускового регулятора) отношение расхода энергии свободного осциллятора W_o в течение одного цикла работы (периода колебаний) к расходу энергии W_p источника питания на входном звене регулятора за тот же цикл

$$\eta_c = W_o/W_p. \quad (6.80)$$

Следует отметить, что W_o — полезно затраченная энергия. В механическом спусковом регуляторе обычно применяется колебательная система баланс—волосок. Предположим, что в общем случае эта система обладает постоянным вязким и внутренним

трением в волоске в соответствии с (6.1). При этом расход энергии свободного осциллятора за период колебаний

$$W_0 = 4M_T\Phi + \pi h\omega\Phi^2 + \pi b\Phi^{\rho+1}. \quad (6.81)$$

Если $\alpha_{\text{ш}}$ — угловой шаг спускового колеса, то $W_p = M_x\alpha_{\text{ш}}$. Поэтому

$$\eta_c = \frac{4M_T\Phi + \pi h\omega\Phi^2 + \pi b\Phi^{\rho+1}}{M_x\alpha_{\text{ш}}}.$$

Подставив значение момента на спусковом колесе M_x из формулы (6.71) с учетом потерь на внутреннее трение в волоске, получим

$$\eta_c = \frac{2(4\rho\Phi + \pi b_0\Phi^2 + \pi b_1\Phi^{\rho+1})(F_n\lambda - F_0\beta_1)}{[4\rho\Phi + \pi b_0\Phi^2 + \pi b_1\Phi^{\rho+1} + S_1(2 - S_1)(\Phi^2 - \Phi_1^2)]\alpha_{\text{ш}}}, \quad (6.82)$$

индекс c при Φ опущен; $b_1 = b/K$.

Сумма потерь энергии в автоколебательной системе за период колебаний баланса

$$W_{\Pi} = 4M_T\Phi + \pi h\omega\Phi^2 + \pi b\Phi^{\rho+1} + 2F_0M_x\beta_1 + KS_1(2 - S_1)(\Phi^2 - \Phi_1^2).$$

Здесь $2F_0M_x\beta_1$ — потеря энергии осциллятора на освобождение спускового колеса и подведение его к началу импульса; $KS_1(2 - S_1)(\Phi^2 - \Phi_1^2)$ — потеря энергии осциллятора на удар о неподвижную вилку.

Добротность механического спускового регулятора со свободным анкерным спуском

$$Q = \frac{2\pi K\Phi^2}{2W_{\Pi}} = \frac{\pi\Phi^2}{4\rho\Phi + \pi b_0\Phi^2 + \pi b_1\Phi^{\rho+1} + 2F_0\beta_1M_x/K + S_1(2 - S_1)(\Phi^2 - \Phi_1^2)}. \quad (6.83)$$

Для расчета добротности следует предварительно определить M_x/K для заданной амплитуды колебаний баланса Φ , пользуясь (6.71).

Возьмем следующие исходные данные для спускового регулятора со свободным анкерным спуском малогабаритных часов: $\theta_1 = 11^\circ 40'$; $\theta_2 = 47^\circ 30'$; $\beta_1 = 11^\circ 41'$; $\lambda = 32^\circ 50'$; $\mu = 0,15$; $F_n = 0,2170$; $F_0 = 0,5906$; $\rho = 0,008$; $b_0 = 0,005$; $b = 0$; $I_0 = 0,56 \cdot 10^{-8}$ кг·м²; $K = 0,199 \cdot 10^{-5}$ Н·м. По полученным формулам строим кривые зависимости η_c и Q спускового регулятора от амплитуды колебаний баланса Φ , а также расхода энергии W_{Π} и момента на спусковом колесе M_x от Φ (рис. 6.17). Из рисунка следует, что к. п. д. η_c регулятора уменьшается, а его добротность несколько увеличивается при увеличении амплитуды Φ . При увеличении I_n/I_0 увеличивается потеря энергии баланса при соударении с вилкой, что вызывает уменьшение η_c и Q (кривая 3). Увеличение μ (кривая 2) вызывает увеличение потери энергии W_{Π} и уменьшение η_c и Q . Чем меньше Q и η_c регулятора, тем больше должен быть вращающий момент M_x на оси спускового колеса для получения заданной амплитуды колебаний осциллятора. Это приводит к увеличению расхода энергии двигателя. Для амплитуды $\Phi = 290^\circ$ по кривой 1 находим $M_x/K = 3,4$. При этом $\eta_c = 0,45$ и $Q = 105$.

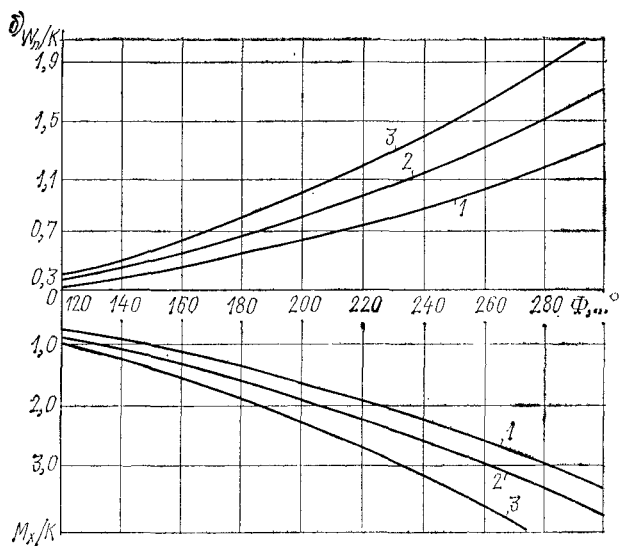
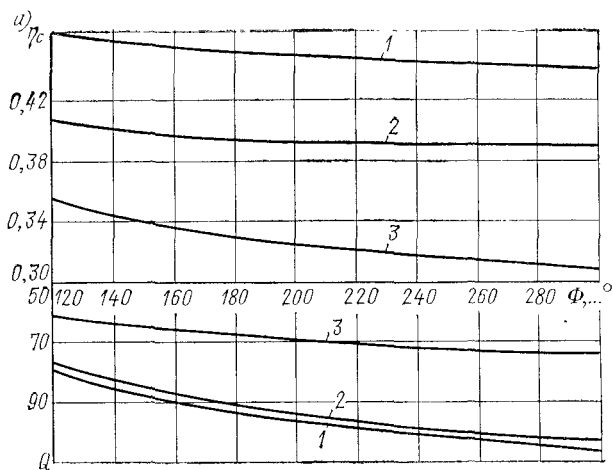


Рис. 6.17. Зависимости η_c и Q от Φ (а) и W_p/K и M_x/K от Φ (б)

Кривая	I_a/I	μ
1	0,03	0,15
2	0,03	0,02
3	0,01	0,15

Определим к. п. д. η_c и добротность Q электронно-механического генератора (спускового регулятора) при отключенном механическом преобразователе. Элементарный расход энергии электрического источника питания в режиме насыщения рабочего транзистора схемы формирования импульса привода

$$dW_p = \frac{U(U - e_H)}{R_H + R_{\text{ВЫХ}}} dt,$$

где индукционная э. д. с. на основании (6.24) и (6.27)

$$e_H = \frac{4Br_{cp}S(\varphi) c_H k_3}{\pi d_H^2} \varphi^2 = q\dot{\varphi}.$$

Кроме того, $d\varphi = \dot{\varphi} dt$, $dt = \frac{d\varphi}{\omega \sqrt{\Phi^2 - \varphi^2}}$.

Расход энергии источника питания за период колебаний баланса

$$W_p = 2 \left[\frac{U^2}{\omega (R_H + R_{\text{ВЫХ}})} \int_0^\lambda \frac{d\varphi}{\sqrt{\Phi^2 - \varphi^2}} - \frac{qU}{R_H + R_{\text{ВЫХ}}} \int_0^\lambda d\varphi \right] =$$

$$= \frac{2}{R_H + R_{\text{ВЫХ}}} \left(\frac{U^2}{\omega} \arcsin \lambda/\Phi - Uq\lambda \right). \quad (6.84)$$

Так как расход энергии W_o свободного баланса за период определяется из выражения (6.81), то к. п. д. электронно-механического генератора

$$\eta_c = \frac{W_o}{W_p} = \frac{K(4\rho\Phi + \pi b_0\Phi^2 + \pi b_1\Phi^{p+1})(R_H + R_{\text{ВЫХ}})}{2U(U/\omega \arcsin \lambda/\Phi - q\lambda)}. \quad (6.85)$$

Учитывая значения моментов импульса и освобождения (6.28) и (6.30), а также $\dot{\varphi} = \omega \sqrt{\Phi^2 - \varphi^2}$, получим энергию импульса W_H и энергию освобождения W_o за период колебаний баланса:

$$W_H = 2 \int_0^\lambda (Q_0 i'_H - P_o \omega \sqrt{\Phi^2 - \varphi^2}) d\varphi; \quad W_{oc} = 2L_o \omega \int_0^\lambda \sqrt{\Phi^2 - \varphi^2} d\varphi.$$

Выполнив интегрирование, будем иметь:

$$W_H = 2Q_0 i'_H \lambda - P_o \omega \psi_1(\Phi); \quad W_{oc} = L_o \omega \psi_1(\Phi), \quad (6.86)$$

где $\psi_1(\Phi) = \lambda \sqrt{\Phi^2 - \lambda^2} + \Phi^2 \arcsin \lambda/\Phi$.

Таким образом, учитывая (6.81) и (6.86), получим уравнение баланса энергии для стационарного режима работы спускового регулятора

$$2Q_0 i'_H - \omega (P_o + L_o) \psi_1(\Phi) - 4M_T \Phi - \pi h \omega \Phi^2 - \pi b \Phi^{p+1} = 0. \quad (6.87)$$

Сумма потерь энергии в автоколебательной системе за период колебаний баланса

$$W_{\Pi} = K(4\rho\Phi + \pi b_0\Phi^2 + \pi b_1\Phi^{p+1} + W_{oc}/K).$$

Добротность электронно-механического регулятора

$$Q = \frac{2\pi K\Phi^2}{2W_{\Pi}} = \frac{\pi\Phi^2}{4\rho\Phi + \pi b_0\Phi^2 + \pi b_1\Phi^{p+1} + W_{oc}/K}. \quad (6.88)$$

Возьмем электронно-механический регулятор (генератор) с колебательной системой баланс—волосок, характеризующийся исходными данными, приведенными в 6.2. Для ряда заданных значений амплитуд колебаний баланса Φ определяем при помощи (6.87) ток импульса $i_{и}$, а затем напряжение на зажимах обмотки импульсной катушки $U = i_{и}(R_{и} + R_{вых})$. Для каждой пары значений Φ и U вычисляем по формуле (6.85) к. п. д. η_c . По полученным данным



Рис. 6.18. Зависимости η_c и Q от Φ (а) и U от Φ (б):

Кривая	ρ	b_0
1	0,016	0,005
2	0,012	0,005
3	0,009	0,002
4	0,003	0,003

строим кривые зависимости к. п. д. η_c , Q и U от Φ (рис. 6.18). Из рисунка видно, что увеличение трения в колебательной системе (увеличение b_0 и ρ) вызывает уменьшение η_c и Q , причем с увеличением амплитуды добротность несколько увеличивается (при $\rho \neq 0$), а к. п. д. уменьшается. Если взять электрохимический источник питания при $U = 1,5$ В, то при $\rho = 0,016$ и $b_0 = 0,005$ $\Phi = 290^\circ$. При этом $\eta_c = 6,25\%$ и $Q = 116$.

Электронно-механическая система с камертонным осциллятором

Рассмотрим камертонный генератор без механического преобразователя (см. рис. 4.26). Формула (6.85) справедлива и для определения к. п. д. камертонного генератора с учетом того, что ветви камертона обладают вязким трением и совершают линейные колебания с амплитудой A . Ветви получают регулярные импульсы один раз за период колебаний в интервале перемещения от $-a_1$

до a_1 ($a_1 < A$). Итак, к. п. д. настроенного камертонного генератора

$$\eta_c = \frac{\pi b_0 A^2 c (R_H + R_{\text{ВЫХ}})}{U [(U/\omega) \arcsin(a_1/A) - a_1 F_H]}, \quad b_0 = \frac{h}{\sqrt{mc}}. \quad (6.89)$$

Уравнение баланса энергии

$$2F_H a_1 i'_H - \omega (P_{01} + D_{01}) \psi_1(A) - \pi b_0 c A^2 = 0, \quad (6.90)$$

где

$$F_H = \alpha_0 r_H N_H B; \quad \psi_1(A) = a_1 \sqrt{A^2 - a_1^2} + A^2 \arcsin a_1/A.$$

Максимальная кинетическая энергия камертона (двух ветвей)

$$W_k = m\omega^2 A^2.$$

Потеря энергии камертона за период колебаний

$$W_{II} = \pi c b_0 A^2 + D_{01} \omega \psi_1(A).$$

Добротность настроенного камертонного генератора

$$Q = \frac{2\pi m \omega^2 A^2}{\pi c b_0 A^2 + D_{01} \omega \psi_1(A)}. \quad (6.91)$$

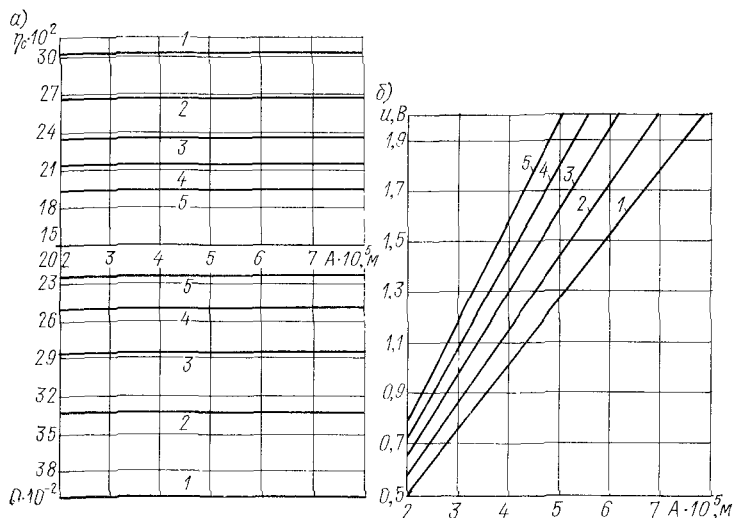


Рис. 6.19. Зависимости η_c и Q от A (а) и U от A (б):

1 — $b_0 = 0,25 \cdot 10^{-3}$; 2 — $b_0 = 0,30 \cdot 10^{-3}$; 3 — $b_0 = 0,35 \cdot 10^{-3}$; 4 — $b_0 = 0,40 \cdot 10^{-3}$; 5 — $b_0 = 0,45 \cdot 10^{-3}$.

Например, возьмем камертонный генератор малогабаритных часов, характеризующийся следующими основными данными: $N_H = 14\,000$ витков; $N_0 = 2000$ витков; $R_H = 16\,800$ Ом; $R_0 = 2800$ Ом; $r_H = 0,204 \cdot 10^{-3}$ м; $r_0 = 0,169 \times 10^{-3}$ м; $R_{\text{ВЫХ}} = 20$ Ом; $R_{\text{ВХ}} = 20 \cdot 10^3$ Ом; $B = 0,08$ Т; $\alpha_0 = 1,60$ рад; $\omega = 2\pi f$; $f = 360$ Гц; $m = 0,57 \cdot 10^{-3}$ кг; $c = \omega^2 m$; $a_1 = 0,6$ А.

Для ряда заданных значений амплитуды колебаний A вычислены при помощи (6.90), ток импульса i'_H и напряжение $U = i'_H (R_H + R_{\text{ВЫХ}})$. Затем по формулам (6.89) и (6.91) определены η_c и Q генератора. По полученным данным по-

строены кривые зависимости η_c и Q камертонного генератора от A , а также U от A (рис. 6.19, *a* и *б*). Из рисунка видно, что при увеличении коэффициента вязкого трения b_0 уменьшаются η_c и Q (рис. 6.19, *a*). Чем больше b_0 , тем больше должно быть напряжение на зажимах обмотки импульсной катушки для получения одной и той же амплитуды колебаний ветвей камертона (рис. 6.19, *б*). Значения η_c и Q практически не зависят от A .

Следует отметить, что в наручных камертонных часах используется электрохимический источник питания напряжением $U = 3,5$ В при $A = 0,04 \div 0,05$ мм. Так, из рис. 6.19, *б* (кривая 2) имеем: при $U = 3,5$ В, $A = 0,042$ мм и $b_0 = = 0,30 \cdot 10^{-3}$ $Q = 3300$, $\eta_c = 0,27$.

Полученные аналитические зависимости и графики позволяют решать задачи оптимизации к. п. д. и добротности часового генератора при наложении определенных ограничений на параметры и режимы работы генератора. Необходимо заметить, что преобразование электрической энергии источника питания в электронно-механическом генераторе в энергию механического импульса осуществляется с низким к. п. д. (см. рис. 6.18 и 6.19), в особенности когда при возбуждении импульса используется лишь правая или левая часть импульсной катушки галетного типа.

6.6. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ГЕНЕРАТОРА (СПУСКОВОГО РЕГУЛЯТОРА) ЭЛЕКТРОННО-МЕХАНИЧЕСКИХ ЧАСОВ

Задачи расчета и исходные данные

Ранее были определены расчетные формулы для основных типов генераторов (спусковых регуляторов) приборов времени. Здесь дана методика расчета спускового регулятора электронно-механических часов. Задача расчета — корректировка режима работы и основных параметров спускового регулятора для получения возможно меньшего расхода автономного источника питания, максимального к. п. д. и добротности регулятора и на этой основе — улучшение точностных характеристик часов. Энергия, теряемая в спусковом регуляторе, и его к. п. д. служат мерой надежности спускового регулятора при функционировании часов.

В качестве исходных данных для выполнения расчета могут быть приняты следующие величины: максимально допустимые габариты спускового регулятора; тип магнитной системы; максимально допустимый рабочий интервал изменения амплитуды колебаний осциллятора; тип осциллятора; период свободных колебаний осциллятора; тип преобразователя движения; допустимый ход часов.

Расчет магнитной системы

На рис. 6.20 приведены типовые схемы замкнутых магнитных систем электронно-механических часов с осциллятором типа баланс—волосок. Для получения возможно большей напряженности магнитного поля в рабочем воздушном зазоре постоянных магнитов они должны быть установлены возможно ближе к зазору магнитной системы. Замкнутость магнитного поля уменьшает влияние внешних магнитных полей на магнитную систему.

Задача расчета сводится прежде всего к определению оптимального соотношения между параметрами постоянных магнитов, магнитопровода и высотой рабочего воздушного зазора.

На рис. 6.21 приведена магнитная характеристика постоянных магнитов при намагничивании магнитов в полностью собранной

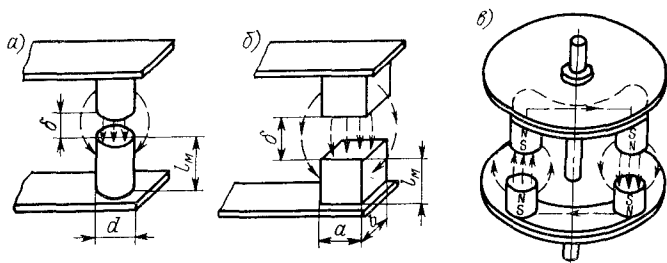


Рис. 6.20. Схемы замкнутых магнитных систем: а и б — с постоянными магнитами круглого и прямоугольного сечений; в — с двумя парами постоянных магнитов

магнитной системе, что дает возможность получить наибольшее значение магнитной индукции в рабочем зазоре. Постоянные магниты изготовлены из высокоэрцитивного платиново-кобальтового сплава (платина 78%, кобальт 22%), магнитопровод — из

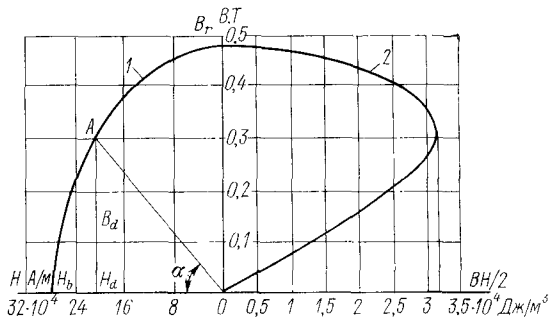


Рис. 6.21. Магнитная характеристика платиново-кобальтовых постоянных магнитов:

1 — кривая намагничивания; 2 — кривая удельной магнитной энергии

магнитно-мягкого материала. Этот материал обладает малой коэрцитивной силой ($H_v = 8$ А/м) и сравнительно большой индукцией насыщения, что дает возможность заметно уменьшить размеры магнитопровода. На рисунке даны следующие обозначения: B_r — остаточная индукция в замкнутой магнитной цепи при напряженности магнитного поля $H = 0$; B_d и H_d — остаточная индукция и напряженность магнитного поля в нейтральном

сечении магнита; H_B — коэрцитивная сила, т. е. напряженность магнитного поля при $B = 0$; A — рабочая точка магнита.

При постоянной длине и площади поперечного сечения магнита положение рабочей точки A на кривой размагничивания зависит от воздушного зазора, увеличение которого приводит к уменьшению индукции B . Положение точки A на кривой размагничивания должно обеспечивать получение максимальной удельной энергии в магните, которая практически равна энергии в воздушном зазоре. При увеличении B_r и H_B , а также выпуклости кривой размагничивания максимальная энергия в магните увеличивается. Тангенс угла α , называемый коэффициентом размагничивания N_p ,

$$N_p = \operatorname{tg} \alpha = \frac{B_d}{H_d} = \frac{2l_M}{S_M} G_3 = \sigma \frac{K_B}{K_H}. \quad (6.92)$$

Здесь l_M , S_M — длина и площадь поперечного сечения отдельного магнита; G_3 — проводимость рабочего воздушного зазора; σ — коэффициент рассеяния магнитной системы; K_B и K_H — масштабные коэффициенты. По оси абсцисс $K_H = \Delta l_H / \Delta H$; по оси ординат $K_B = \Delta l_B / \Delta B$.

Проводимость между круглыми или прямоугольными поверхностями, обращенными друг к другу, т. е. проводимость рабочего зазора, где возникает основной рабочий поток (см. рис. 6.20, *a* и *b*),

$$G_3 = \mu_0 \frac{\pi d_M^2}{4\delta}, \quad \text{или} \quad G_3 = \mu_0 \frac{ab}{\delta}, \quad (6.93)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{B_0}{A_M}$ — магнитная проницаемость вакуума (магнитная постоянная); d_M — диаметр магнита; δ — высота рабочего зазора; a и b — значения сторон магнита прямоугольного сечения.

Для определения полной проводимости при учете потоков рассеяния между гранями, боковыми поверхностями, углами можно воспользоваться следующими формулами [40; 62].

1. Для магнитной системы (см. рис. 6.20, *a*)

$$G_d = \mu_0 \left(\frac{\pi d_M^2}{4\delta} + 0,82d_M + \frac{l'_M d_M}{0,22\delta + 0,4l'_M} \right), \quad (6.94)$$

где $G_1 = \mu_0 0,82d_M$ — проводимость между гранями; $G_2 = \frac{\mu_0 l'_M d_M}{0,22\delta + 0,4l'_M}$ — проводимость между боковыми поверхностями цилиндров при совпадении их осей. Эту формулу рекомендуется применять при $d_M/\delta > 2$; $l'_M = l_M/2$.

2. Для магнитной системы (см. рис. 6.20, *b*)

$$G = \mu_0 \left[\frac{ab}{\delta} + 2 \cdot 0,26(a + b) + 4 \cdot 0,077\delta \right]. \quad (6.95)$$

3. Для магнитной системы (см. рис. 6.20, в):

$$G = \frac{2\mu_0 W q}{w + q}; \quad q = \frac{\pi l_M}{\ln(u + \sqrt{u^2 - 1})};$$

$$w = \frac{\pi d_M^2}{4\delta} + 0,58d_M + \frac{l'_M d_M}{0,22\delta + 0,4l'_M}. \quad (6.96)$$

Здесь $u = L/d_M$; L — расстояние между центрами магнитов. Приведенные формулы обеспечивают вычисления проводимостей с погрешностью, не превышающей 10%.

Коэффициент рассеяния магнитной системы

$$\sigma = \frac{G_3 + G_1 + G_2 + \dots + G_n}{G_3} = 1 + \frac{G_1 + G_2 + \dots + G_n}{G_3},$$

где G_3 — проводимость рабочего зазора, определяемая по формуле (6.93); $G_1 + G_2 + \dots + G_n$ — суммарная проводимость магнитных потоков рассеяния. На основании (6.94)—(6.96) получим:

$$\sigma_a = 1 + \frac{3,28\delta}{\pi d_M} + \frac{4l'_M \delta}{\pi d_M (0,22\delta + 0,4l'_M)}; \quad (6.97)$$

$$\sigma_b = 1 + \frac{2 \cdot 0,26(a+b)\delta + 4 \cdot 0,077\delta^2}{ab}; \quad (6.98)$$

$$\sigma_v = 1 + \frac{vq}{w+q}; \quad v = \frac{2,32\delta}{\pi d_M} + \frac{4l'_M \delta}{\pi d_M (0,22\delta + 0,4l'_M)}. \quad (6.99)$$

Как уже указывалось, положение рабочей точки A на кривой размагничивания выбирают исходя из условия получения максимальной удельной магнитной энергии

$$W_{\max} = 0,5B_d H_d. \quad (6.100)$$

Уменьшение магнитной индукции B_d в нейтральном сечении магнита происходит за счет наличия нерабочих зазоров в магнитной системе в месте соединения постоянных магнитов и пластин магнитопровода, а также вследствие магнитного сопротивления материала магнитопровода. Принимаем $B'_d = k_0 B_d$, где $k_0 = 0,55 \div 0,75$.

Индукция магнитного поля в рабочем зазоре

$$B_3 = \frac{B'_d S_M}{S_3 \sigma} \approx \frac{B'_d}{\sigma}, \quad (6.101)$$

где S_3 — площадь поперечного сечения воздушного зазора, причем $S_3 \approx S_M$.

Расчет параметров обмоток катушки схемы электропривода

Намотку катушки, состоящую из двух обмоток, обычно производят в два провода. Общая толщина катушки δ_0 должна быть несколько меньше высоты рабочего зазора δ . Для увеличения

потокоцепления между постоянными магнитами и катушкой желательнее, чтобы $0,5 (D_k - d_k) \geq d_m$ (рис. 6.22, а). Но вместе с тем увеличение наружного диаметра катушки D_k может привести к чрезмерному увеличению угла импульса λ (рис. 6.22, б). Для удобства выполнения расчета будем условно считать, что катушка состоит из двух отдельных обмоток: обмотки освобождения

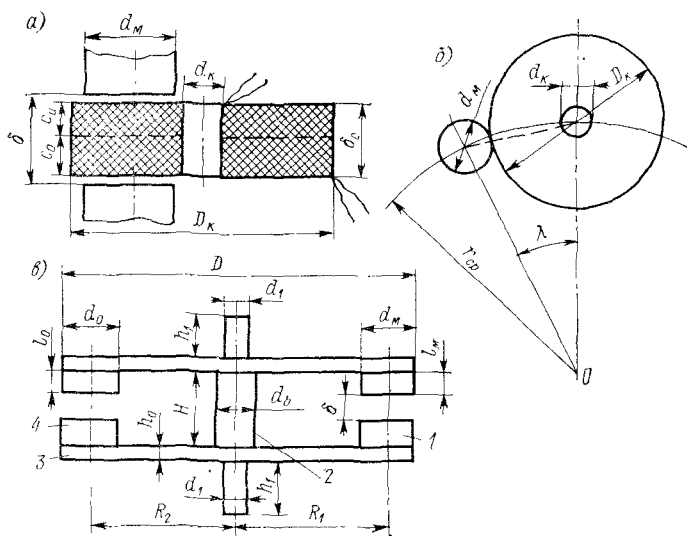


Рис. 6.22. Схемы к расчету параметров колебательной системы и катушки: а — узел баланса; б — катушка; в — схема к определению угла импульса

толщиной c_o и импульсной обмотки толщиной c_u , причем $c_u + c_o = \delta_o$. Число витков импульсной обмотки и обмотки освобождения:

$$N_u = \frac{2c_u (D_k - d_k) k_3}{\pi d_u^2}; \quad N_o = \frac{2c_o (D_k - d_k) k_3}{\pi d_o^2},$$

где d_u и d_o — диаметры проводов соответственно импульсной обмотки и обмотки освобождения; k_3 — коэффициент заполнения. Если $N_u = N_o$, то

$$c_u (d_u^2 - d_o^2) = \delta_o d_u^2. \quad (6.102)$$

Из этого выражения можно определить c_u , а затем $c_o = \delta_o - c_u$ для заданных значений d_u и d_o . Обычно $d_u > d_o$.

Геометрический угол импульса (рис. 6.22, б)

$$\lambda = 2 \arcsin \frac{D_k + d_m}{4r_{cp}}. \quad (6.103)$$

Фактический же угол импульса будет несколько больше вследствие некоторого выпучивания магнитного потока постоянных магнитов.

Активное сопротивление импульсной обмотки и обмотки освобождения:

$$R_{\text{и}} = \rho_{\text{с}} L_{\text{и}} / S_{\text{и}}; \quad R_{\text{о}} = \rho_{\text{с}} L_{\text{о}} / S_{\text{о}},$$

$$S_{\text{и}} = \frac{1}{4} \pi d_{\text{и}}^2; \quad L_{\text{о}} = 0,25\pi (D_{\text{к}} + d_{\text{к}}) N_{\text{о}},$$

$$S_{\text{и}} = 0,25\pi d_{\text{и}}^2; \quad S_{\text{о}} = 0,25\pi d_{\text{о}}^2.$$

Поэтому

$$R_{\text{и}} = 2\rho_{\text{с}} N_{\text{и}} \frac{D_{\text{к}} + d_{\text{к}}}{d_{\text{и}}^2}; \quad R_{\text{о}} = 2\rho_{\text{с}} N_{\text{о}} \frac{D_{\text{к}} + d_{\text{к}}}{d_{\text{о}}^2},$$

где $\rho_{\text{с}}$ — удельное сопротивление провода.

Расчет баланса и волоска

Известно, что чем больше кинетическая энергия осциллятора ($1/2 I_{\text{б}} \dot{\Phi}_{\text{макс}}^2$), тем при прочих равных условиях меньше влияние внешних механических перегрузок на его период колебаний и лучше точностные характеристики часов. При заданных значениях периода T и амплитуды Φ колебаний баланса стремятся увеличить его момент инерции за счет увеличения внешнего диаметра и размещения элементов конструкции возможно дальше от центра вращения баланса. Вместе с тем масса баланса должна быть возможно меньше, так как при увеличении массы увеличиваются позиционная погрешность часов, трение в направляющих и повышается вероятность поломки цапф оси баланса при воздействии ударных перегрузок. Следует отметить, что увеличение момента инерции баланса при заданных значениях T и Φ вызывает необходимость увеличивать энергию импульса.

На рис. 6.22, в дана упрощенная конструкция баланса. Диски 3 и втулка 2 изготовлены из магнитно-мягкого материала, противовесы 4 — из латуни, а постоянные магниты 1 — из магнитно-твердого материала. В соответствии с обозначениями на этом рисунке момент инерции баланса относительно оси вращения

$$I_{\text{б}} = 0,25m_{\text{д}}D^2 + 0,25m_{\text{м}}d_{\text{м}}^2 + 2mR_1^2 + 0,25m_{\text{о}}d_{\text{о}}^2 + \\ + 2m_{\text{п}}R_2^2 + 0,125m_{\text{в}}(d_{\text{в}}^2 + d_1^2) + 0,125m_{\text{о}}d_1, \quad (6.104)$$

где $m_{\text{д}}$, $m_{\text{м}}$, $m_{\text{п}}$, $m_{\text{в}}$, $m_{\text{о}}$ — массы соответственно диска, постоянного магнита, противовеса, втулки и оси баланса.

Основными исходными данными для расчета спирального волоска служат период свободных колебаний T баланса и его момент инерции I , а также внешний диаметр баланса. Жесткость волоска

$$K = \frac{4\pi^2 I_{\text{б}}}{T^2} - \frac{Ebh^3}{12L_{\text{п}}}.$$

Возьмем отношение ширины волоска к его толщине $b/h = i_1$ ($i_1 = 4 \div 6$). В таком случае рабочая длина волоска (ленты)

$$L_p = \frac{i_1 E T^2 h^4}{48 \pi^2 I_G}. \quad (6.105)$$

Пусть шаг витков волоска $t_{ш} = i_2 h$ ($i_2 = 5 \div 7$). Внутренний (начальный) радиус волоска $r_1 = r + t_{ш}$, где r — радиус разрезной колодки. Внешний (конечный) радиус волоска

$$r_2 = \sqrt{\frac{L_p t_{ш}}{\pi} + r_1^2}. \quad (6.106)$$

Число витков волоска $N = 1/t_{ш} (r_2 - r_1)$. Обычно внешний радиус волоска рекомендуется брать приблизительно равным половине наружного радиуса баланса, число витков волоска после регулирования 10—13. В условиях массового производства применяется селективная сборка колебательной системы (см. п. 2.1).

Определение амплитуды колебаний осциллятора и расхода энергии источника питания

Момент импульса в режиме насыщения рабочего транзистора схемы формирования импульсов с учетом момента освобождения определяется по формулам (6.28) и (6.30). Энергия импульса за период колебаний баланса

$$W = 2 \int_0^{\varphi_1} [Q_0 i_n - (P_0 + D_0) \dot{\varphi}] d\varphi =$$

$$= 2Q_0 i_n \varphi_1 - (P_0 + D_0) \omega \left(\varphi_1 \sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2} + \Phi^2 \arcsin \varphi_1 / \Phi \right),$$

где $\dot{\varphi} = \omega \sqrt{\Phi^2 - \varphi^2}$.

При $\varphi_1 \ll \Phi$

$$W_n = 2\varphi_1 [Q_0 i_n - \omega (P_0 + D_0) \Phi].$$

Пусть M_c — суммарный момент сопротивления исполнительных устройств часов (индикаторное устройство, календарь и др.), приведенный к оси храпового (спускового) колеса механического преобразователя; $\gamma_{ш}$ — шаг храпового колеса; i — передаточное отношение между осями баланса и храпового колеса; η — к. п. д. преобразователя (см. гл. 3). В таком случае потеря энергии баланса на приведение в действие всей кинематической цепи часов за период колебаний $W_n = 1/\eta M_c \gamma_{ш} i$. Потеря энергии в свободной колебательной системе за период $W_{св} = \pi b_0 K \Phi^2$, где $b_0 = h/\sqrt{I_G K}$ — интегральный коэффициент вязкого трения. Таким образом, уравнение баланса энергии

$$2Q_0 i_n \varphi_1 - \omega (P_0 + D_0) \left(\varphi_1 \sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2} + \Phi^2 \arcsin \varphi_1 / \Phi \right) - 1/\eta M_n \gamma_{ш} i - \pi b_0 K \Phi^2 = 0. \quad (6.107)$$

Из этого уравнения можно определить ток импульса, а затем и напряжение источника питания (6.29) при заданной амплитуде колебаний баланса Φ . При необходимости следует сделать перерасчет после корректировки параметров электропривода.

Определим расход энергии электрического источника питания за период колебаний осциллятора T . Полный расход энергии колебательной системы, нагруженной преобразователем, $W_p = W_{II} + W_{CB}$; η_c — к. п. д. часового генератора определяется на основании (6.80). Следовательно, расход энергии электрического источника питания за период колебаний осциллятора

$$W_{p,\text{э}} = W_p / \eta_c = 1 / \eta_c (1 / \eta M_{\text{н}} \gamma_{\text{ш}} i + \pi b_0 K \Phi^2). \quad (6.108)$$

Если Q' — емкость (энергетическая) гальванического элемента (источника питания), мА·ч, U — среднее напряжение разряда элемента, В, то продолжительность (ч) разряда элемента, т. е. продолжительность функционирования часов,

$$t \leq 10^{-3} / W_{p,\text{э}} Q' UT. \quad (6.109)$$

Расчет показателей надежности

Электронно-механические часы с колебательной системой баланс—волосок являются изделием восстанавливаемым. Все основные элементы часов соединены последовательно (электронный блок, баланс, редуктор). Возможный отказ отдельных элементов является событием случайным и независимым. Если рассматривать период t функционирования часов, при котором приработка уже закончена, но износ и старение не наступили, то интенсивность потока отказов можно принять величиной постоянной и минимальной. Кроме того, предполагаем, что в течение указанного времени t функционирования часов справедлив экспоненциальный закон распределения времени возникновения отказов. В таком случае вероятность безотказной работы часов за время функционирования t

$$P(t) = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)t},$$

где λ_1 , λ_2 , λ_3 — соответственно интенсивность отказов электронного блока, баланса и редуктора за время эксплуатации.

Если взять время непрерывной эксплуатации часов $t = 5000$ ч и $\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 18 \cdot 10^{-6}$ 1/ч, то $P(t) = e^{-0,09} = 0,91$.

Частота отказов $a(t) = \lambda e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)t} = 16 \cdot 10^{-6}$ 1/ч.

Среднее время безотказной работы

$$T_B = \frac{1}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3} = 5,5 \cdot 10^4 \text{ ч.}$$

Точностные характеристики часов определяются по формулам, приведенным в гл. 1.

6.7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСОВОГО ТИПА

Классификация и структурная схема

В связи со значительным прогрессом в технике измерения времени получили широкое развитие методы измерения ряда физических величин посредством измерения времени. При этом измеряемая физическая величина должна быть связана с временем или его производными. Для измерения физических величин используются часовые генераторы (спусковые регуляторы). Автоколебательная система под действием измеряемой физической величины изменяет соответствующим образом частоту автоколебаний,

которая и является выходной частотой преобразователя. Измерительные преобразователи с механическими осцилляторами можно разбить на две большие группы: частотные преобразователи с осцилляторами с сосредоточенными параметрами и частотные преобразователи с осцилляторами с распределенными параметрами.

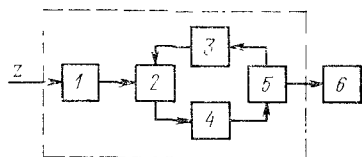


Рис. 6.23. Структурная схема частотного преобразователя

Осцилляторы с распределенными параметрами имеют более высокую частоту собственных колебаний, чем осцилляторы с сосредоточенными параметрами, и обеспечивают более высокую точность измерения физических величин.

Система возбуждения автоколебаний механических осцилляторов с сосредоточенными параметрами может быть механической, электрической (контактной) и электронной (бесконтактной). Система возбуждения автоколебаний осцилляторов с распределенными параметрами только электронная.

На рис. 6.23 приведена типовая структурная схема частотного преобразователя. Предварительный преобразователь 1 преобразовывает входную, т. е. измеряемую физическую величину Z в промежуточную величину, которая вызывает изменение частоты колебаний механического осциллятора 2. Колеблющийся осциллятор наводит в обмотке катушки устройства управления (освобождения) 4 индукционную э. д. с., которая усиливается в электронном усилителе 5 и подается в систему возбуждения автоколебаний осциллятора 3, замыкая тем самым цепь обратной связи автоколебательной системы. Частотомер 6, подключенный к усилителю через формирователь, используется как измерительное устройство.

Зависимость между частотой колебаний осциллятора и измеряемой физической величиной, т. е. характеристика преобразователя нелинейная. Если нелинейность известна, то она может быть учтена при обработке результатов измерения. Однако обычно измерение выходной частоты преобразователя производится по-

средством цифрового частотомера без дополнительной обработки полученных данных. В этом случае нелинейность характеристики является погрешностью. Аналитическое выражение нелинейной характеристики преобразователя на сравнительно небольшом рабочем участке можно разложить в степенной ряд вида

$$f = f_0 (1 + \alpha x + \beta x^2 + \gamma x^3),$$

где f_0 — начальная частота колебаний. Из этого выражения получаем

$$\frac{f - f_0}{f_0} = \frac{\Delta f}{f} = x(\alpha + \beta x + \gamma x^2).$$

Величина $(\beta x + \gamma x^2)/\alpha$ представляет собой относительную нелинейность, если линеаризовать характеристику при помощи касательной. Уменьшение погрешности нелинейности характеристики может быть достигнуто путем линеаризации определенным образом проведенной секущей. Чем больше коэффициент α , тем выше чувствительность преобразователя, т. е. приращение частоты на единицу измеряемой величины.

**Измерительный преобразователь
с колебательной системой баланс—волосок**

На рис. 6.24 дана схема малогабаритного преобразователя для измерения медленно меняющихся линейных ускорений. На оси 1 осциллятора установлена магнитная система, состоящая из двух жестких пластин 10, соединительной трубки 9, изготовленных из магнитно-мягкого материала, и двух пар постоянных магнитов 7. В рабочих зазорах постоянных магнитов установлены управляющая катушка 2 (катушка освобождения) и импульсная катушка 9. Схема формирования импульса для возбуждения автоколебательного движения осциллятора собрана на транзисторе. Для создания восстанавливающего момента применена упругая лента (растяжка) 3 прямоугольного сечения, которая одним концом присоединена к оси осциллятора, а другим — к неподвижной упругой шайбе 6. Лента пропущена через прорезь в инерционной массе 5, опирающейся на винтовую пружину 4. Перемещение инерционной массы под действием измеряемого ускорения $\ddot{\xi}$, направленного по оси осциллятора, вызывает изменение действующей длины ленты и, следовательно, частоты автоколебаний осциллятора.

Если M — масса инерционного груза; c — жесткость винтовой пружины 4, то перемещение x инерционного груза под воздействием ускорения $\ddot{\xi}$ (трение не учитывается) будет

$$x = M/c\ddot{\xi} = Mg a_1/c,$$

где $a_1 = \ddot{\xi}/g$ — перегрузка. Предполагаем, что частота изменения ускорения $\ddot{\xi}$ значительно меньше собственной частоты колебаний

инерционного груза. Момент силы упругости ленты при отклонении осциллятора от положения равновесия на угол φ

$$M_y = K_x(\varphi + \varepsilon_x \varphi^3), \quad (6.110)$$

где

$$K_x = \frac{b_1 h_1^3 G \beta k}{l_x} + \frac{F b_1^2}{12 l_x}; \quad \varepsilon_x = \frac{E h_1 b_1^5}{360 l_x^3 K_x}; \quad l_x = l_1 - x, \quad 0 \leq x \leq l_1.$$

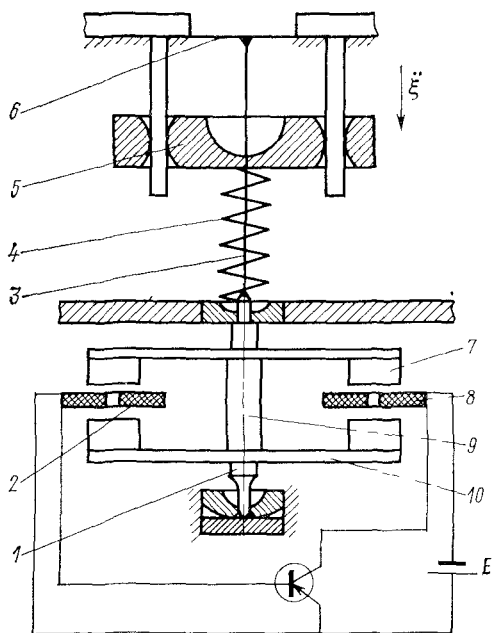


Рис. 6.24. Схема преобразователя для измерения ускорений

вследствие чего возникает возмущающий момент, определяемый последним членом в уравнении (6.111).

Уравнение (6.111) можно привести к виду

$$\ddot{\varphi} + \omega_x^2 \varphi = \omega_x^2 F(\varphi, \dot{\varphi}),$$

где

$$\omega_x^2 = K_x / I_6; \quad F(\varphi, \dot{\varphi}) = -\varepsilon_x \varphi^3 - h \dot{\varphi} / K_x - M_T / K_x + Ai'_n / K_x - (P_o + D_o) \dot{\varphi} / K_x - \varphi x / b_1. \quad (6.113)$$

Для решения (6.112) применим метод гармонической линеаризации. Воспользуемся уже полученными «укороченными» уравнениями (6.10) и (6.11). При вычислении коэффициентов гармонической линеаризации $h(\Phi)$ и $q(\Phi)$ следует учитывать, что момент импульса $Ai'_n - P_o \dot{\varphi}$ и момент торможения освобождения

Здесь b_1, h_1, l_1 — соответственно ширина, толщина и длина ленты; G и E — модули сдвига и упругости материала ленты; F — растягивающая сила; βk — коэффициент, зависящий от отношения b_1/h_1 .

Уравнение автоколебательного движения осциллятора с учетом моментов импульса и освобождения (6.28) и (6.30), а также вязкого и постоянного трения

$$I_6 \ddot{\varphi} = -K_x(\varphi + \varepsilon_x \varphi^3) - h \dot{\varphi} - M_T + Ai'_n - P_o \dot{\varphi} - D_o \dot{\varphi} - K_x \varphi x / l_1. \quad (6.111)$$

Упругая лента пропущена через прорезь в инерционном грузе с некоторым зазором, вследствие

$D_0\dot{\Phi}$ действуют в интервале угла поворота осциллятора от $-\varphi_1$ до 0 и от φ_1 до 0 при движении его соответственно против и по часовой стрелке. Возмущающий момент, вызываемый «игрой» упругой ленты в прорези инерционного груза, действует в интервале угла поворота осциллятора от $-\varphi_c$ до φ_c и от φ_c до $-\varphi_c$ в зависимости от направления движения осциллятора. Подставив значения коэффициентов гармонической линейаризации всех членов нелинейной функции (6.113) в уравнения (6.10) и (6.11), получим:

$$d\Phi/dt = \frac{\omega_x}{2\pi\Phi} [-4\rho\Phi - \pi b_0\Phi^2 + 2Ai'_n\varphi_1/K_x - 2(P_0 + D_0)\omega_x\Phi\varphi_1/K_x]; \quad (6.114)$$

$$d\psi/dt = -\omega_x \left\{ -3/8\varepsilon_x\Phi^2 - \frac{\Phi - \sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2}}{\pi\Phi K_x} [Ai'_n/\Phi - (P_0 + D_0)\omega_x] - 1/\pi x/l_1 \arcsin \varphi_c/\Phi \right\}, \quad (6.115)$$

где

$$\rho = M_T/K; \quad b_0 = h/\sqrt{I_0K}; \quad K_x = \frac{K}{1-x/l_1};$$

$$\omega_x = \frac{\omega}{\sqrt{1-x/l_1}}; \quad \varepsilon_x = \frac{\varepsilon}{(1-x/l_1)^2}; \quad \omega = \sqrt{K/I_0}. \quad (6.116)$$

С достаточным приближением можно считать, что коэффициенты постоянного и вязкого трения ρ и b_0 не зависят от измеряемого ускорения. Частота автоколебаний осциллятора

$$f_x = 1/2\pi (\omega_x + d\psi/dt) = 1/2\pi\omega_x (1 + 1/\omega_x d\psi/dt).$$

Так как частота свободных колебаний осциллятора при отсутствии массы M $f = \omega/2\pi$, то относительное приращение частоты

$$\Delta f/f = \frac{f_x - f}{f} = \frac{1}{\sqrt{1-x/l_1}} (1 + 1/\omega_x d\psi/dt) - 1.$$

Подставив значение $1/\omega_x d\psi/dt$ из (6.115) и учитывая (6.116), получим искомую зависимость $\Delta f/f$ от x и, следовательно, от измеряемого ускорения $\ddot{\xi}$ или перегрузки a_1

$$\Delta f/f = \frac{1}{(1-x/l_1)^{1/2}} \left\{ 1 + \frac{3}{8} \frac{\varepsilon\Phi^2}{(1-x/l_1)^2} + \frac{\Phi - \sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2}}{\pi\Phi K} \times \right.$$

$$\left. \times (1-x/l_1) \left[\frac{Ai'_n}{\Phi} - \frac{(P_0 + D_0)\omega}{(1-x/l_1)^{1/2}} \right] + x/(\pi l_1) \arcsin \varphi_c/\Phi \right\} - 1. \quad (6.117)$$

При стационарном автоколебательном режиме $d\Phi/dt = 0$ и $\Phi = \Phi_c$. При этом на основании (6.114) получаем

$$A_0\Phi_c^2 + B_x\Phi_c - C_x = 0,$$

где $A_0 = \pi b_0$; $B_x = 4\rho + 2(P_0 + D_0)\varphi_1\sqrt{1-x/l_1}\omega/K$; $C_x = 2Ai'_n = (1-x/l_1)1/K$.

Положительная стационарная амплитуда автоколебаний осциллятора

$$\Phi_c = \frac{\sqrt{B_x + 4A_0C_x} - B_x}{2A_0} \quad (6.118)$$

Таким образом, частота автоколебаний осциллятора f_x (или $\Delta f/f$) представляет собою однозначную функцию измеряемого ускорения.

Для анализа полученных уравнений возьмем следующие исходные данные. Параметры упругой ленты (растяжки): $b_1 = 1 \cdot 10^{-3}$ м; $h_1 = 0,05 \cdot 10^{-3}$ м; $l_1 = -0,1$ м; $E = 2,1 \cdot 10^{11}$ Н/м²; $G = 8,2 \cdot 10^{10}$ Н/м²; $F = 0,2$ Н; $\beta k = 0,333$. Трение в колебательной системе характеризуется величинами $\rho = 0,004$ и $b_0 = 0,005$. Параметры электропривода и схемы формирования импульса: $Q_0 = 35,7 \times 10^{-4}$ (Н·м)/А; $P_0 = 443 \cdot 10^{-11}$ Н·мс; $D_0 = 373 \cdot 10^{-11}$ Н·мс; $i'_H = 0,44 \cdot 10^{-3}$ А.

Для ряда заданных значений ξ или перегрузки a_1 определяем значение x . Затем, пользуясь выражением (6.118), находим соответствующие амплитуды стационарных колебаний Φ_c . После чего для каждой пары значений x и Φ_c определяем $\Delta f/f$ (6.117). По приведенным исходным данным построены кривые зависимости $\Delta f/f$ (градировочные характеристики) и Φ_c от a_1 (рис 6.25).

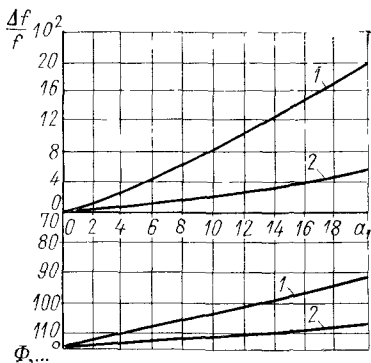


Рис. 6.25. Зависимости $\Delta f/f$ и Φ от параметра a_1 :

1 — $Mg/c = 0,15$; 2 — $Mg/c = 0,05$

Чувствительность преобразователя возрастает при увеличении коэффициента Mg/c . При этом несколько увеличивается нелинейность характеристики. Так, при перегрузке $a_1 = 16$ относительное изменение частоты при Mg/c , равное 0,15 и 0,05, соответственно равно 0,16 и 0,04 (кривые 1 и 2). Если провести градуировочные прямые, пользуясь методом равномерного приближения, то максимальная относительная погрешность от нелинейности характеристик 1 и 2 составит соответственно 0,025 и 0,015.

Для измерения угла наклона β от вертикали (например, при бурении скважин) можно воспользоваться электронно-механической автоколебательной системой с неуравновешенным балансом, совершающим колебания с постоянной амплитудой. Исключив постоянные составляющие относительного изменения частоты, не зависящие от угла β , получим [см. (2.23)]

$$\Delta f/f = -0,5mgl/KS(\Phi) \cos \beta \quad (6.119)$$

Измерительный преобразователь с камертонным осциллятором

Камертонные регуляторы, обладая более высокой добротностью, чем низкочастотные балансовые регуляторы приборов времени, обеспечивают и более высокую точность измерения физических величин. На рис. 6.26 приведены схемы измерительных преобразователей камертонного типа для измерения малых перемещений и некоторых других физических величин. (Системы воз-

буждения автоколебаний не показаны.) К ветвям камертона 3 (рис. 6.26, а) присоединены плоские пружины 2 и 4 с общим основанием 1. При перемещении основания 1 вместе с пружинами по направлению ветвей достигается изменение частоты колебаний камертона. Тот же эффект достигается при перемещении по на-

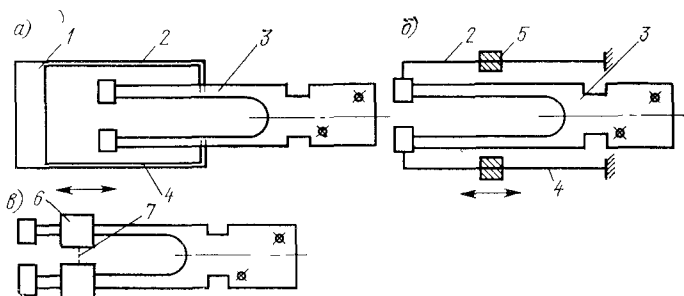


Рис. 6.26. Схемы камертонных измерительных преобразователей

правляющим регулировочного устройства 5, вызывающий изменение действующей длины плоских пружин 2 и 4 (рис. 6.26, б). Плоские пружины жестко прикреплены к ветвям камертона 3 и к корпусу прибора. Существенное изменение частоты колебаний камертона можно получить путем перемещения грузов 6 по вет-

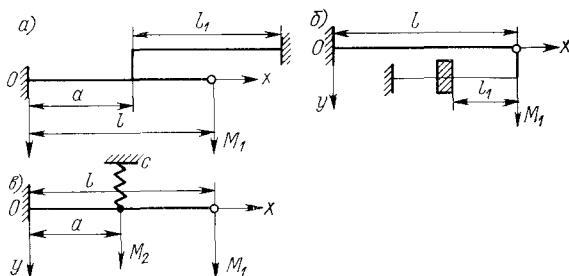


Рис. 6.27. Схемы к расчету частоты колебаний камертонов

вям камертона (рис. 6.26, а). Грузы связаны между собой при помощи упругой шайбы малой жесткости 7. Этим достигается перемещение обоих грузов одновременно и строго на одну и ту же величину.

На рис. 6.27 даны упрощенные схемы тех же камертонов. Для построения градуировочных характеристик будем учитывать лишь частоту свободных колебаний камертона, которая близка к частоте автоколебаний. Применив приближенный метод (см. п. 2.2),

получим частоту свободных колебаний камертона с регулировочными грузами (рис. 6.26, в и 6.27, в)

$$f_1 = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3,04EJ/l^3 + c \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2}{0,23m + M_1 + \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2 M_2}}, \quad (6.120)$$

где EJ — жесткость ветви камертона при изгибе; l — длина ветви камертона; c — жесткость пружины; a — см. рис. 6.27; m — масса ветви камертона; M_1 — масса магнитной системы; M_2 — масса регулировочного груза.

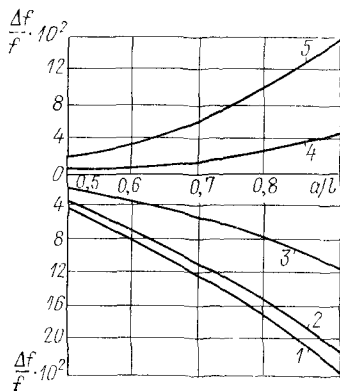


Рис. 6.28. Кривые зависимости $\Delta f/f$ от параметра a/l :

Кривая	c/K	$M_2/M_{\text{пр}}$	$E_1 J_1 / EJ$
1	0,02	1,0	
2	0,10	1,0	
3	0,10	0,5	
4			0,05
5			0,20

Формулу (6.120) можно преобразовать к следующему виду:

$$f_1 = f \sqrt{\frac{1 + c/K \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2}{1 + M_2/M_{\text{пр}} \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2}}; \quad f = \sqrt{\frac{K}{0,23m + M_1}}. \quad (6.121)$$

Относительное приращение частоты колебаний камертона

$$\frac{f_1 - f}{f} = \frac{\Delta f}{f} = \sqrt{\frac{1 + c/K \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2}{1 + M_2/M_{\text{пр}} \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2}} - 1, \quad (6.122)$$

где $K = 3,04EJ/l^3$; $M_{\text{пр}} = 0,23m + M_1$.

Для схем камертона, представленных на рис. 6.26, а и 6.27, а, частота колебаний

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3,04 \left[EJ/l^3 + E_1 J_1 / l_1^3 \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2 \right]}{0,23m + M_1}}. \quad (6.123)$$

Здесь $E_1 J_1$ — жесткость плоских пружин длины при изгибе; l_1 — см. рис. 6.27.

Для схем камертона, показанных на рис. 6.26, б и 6.27, б, частота колебаний

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3,04 (EJ/l^3 + E_1 J_1 / l_1^3)}{0,23m + M_1}}. \quad (6.124)$$

Относительные приращения частоты колебаний камертона с учетом (6.113), (6.114) и значения f будут соответственно:

$$\Delta f/f = \sqrt{1 + \frac{E_1 J_1}{EJ} (l/l_1)^3 \left(1 - \cos \frac{\pi a}{2l}\right)^2} - 1; \quad (6.125)$$

$$\Delta f/f = \sqrt{1 + \frac{E_1 J_1}{EJ} (l/l_1)^3} - 1. \quad (6.126)$$

На рис. 6.28 приведены характеристики камертонного регулятора, т. е. кривые зависимости $\Delta f/f$ от a/l , построенные по формулам соответственно (6.122) (кривые 1—3) и (6.125) (кривые 4 и 5) при $l/l_1 = 1$.

Характеристики иллюстрируют высокую чувствительность и сравнительно небольшую нелинейность камертонного измерительного преобразователя. Так, при изменении входного параметра a от $0,5l$ до $0,9l$ относительное приращение частоты $\Delta f/f$ увеличивается в 6 раз (кривая 1).

Нелинейность характеристики усиливается при увеличении чувствительности преобразователя и измерительного диапазона. Если провести градуировочную прямую методом равномерного приближения, то относительная погрешность измерения частоты из-за нелинейности характеристик 1 и 2 в интервале изменения параметра a от $0,5l$ до $0,9l$ составит соответственно 0,030 и 0,025.

ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ЧАСОВОЙ МЕХАНИЗМ

7.1. ЯВЛЕНИЕ СРЫВА (ЗАХВАТЫВАНИЯ) АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ В ЧАСАХ

Рассмотрим явление захватывания автоколебательного движения баланса в часах при воздействии на него момента внешней силы, частота которой близка к частоте свободных колебаний осциллятора. При захватывании частота автоколебаний синхронизируется с вынуждающей частотой вынужденных колебаний. Захватывание частоты наблюдается также и в тех случаях, когда частота автоколебаний в целое число раз больше или меньше вынуждающей частоты вынужденных колебаний.

На рис. 7.1 показана схема принудительной синхронизации при воздействии угловых вибраций на уравновешенный баланс. Часы 3 закреплены на штанге 2, которая совершает вынужденные колебания вокруг оси 1 по синусоидальному закону $\psi = \theta \sin pt$, где θ и p — амплитуда и частота вынужденных колебаний. В целях некоторого упрощения задачи допустим, что при каждом колебании баланс получает мгновенный импульс $I_0 \dot{\varphi} \delta(\varphi)$ в момент поворота осциллятора относительно неизменного положения OO_1 равен $\varphi + \psi$, то дифференциальное уравнение движения баланса будет

$$I_0(\ddot{\varphi} + \ddot{\psi}) + K(\varphi + \varepsilon\varphi^3) + h\dot{\varphi} - I_0\dot{\varphi}\delta(\varphi) = 0, \quad (7.1)$$

где φ — угол поворота осциллятора относительно положения OO_1 .

Принимая во внимание $\ddot{\psi} = -\theta p^2 \sin pt$ и обозначив $\tau = pt$ получим уравнение движения баланса в следующем виде:

$$\frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + \left(\frac{\omega}{p}\right)^2 \varphi = -\frac{h}{I_0 p} \frac{d\varphi}{d\tau} - \frac{K}{I_0 p^2} \varepsilon \varphi^3 + \frac{I_0}{I_0 p} \delta(\varphi) \frac{d\varphi}{d\tau} + \theta \sin \tau. \quad (7.2)$$

Введем расстройку λ_1

$$\left(\frac{\omega}{p}\right)^2 = 1 + \gamma \lambda_1. \quad (7.3)$$

Уравнение (7.2) на основании (7.3) приводится к виду

$$\frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + \varphi = \gamma \left[-\frac{d\varphi}{d\tau} - \lambda_1 \varphi - \varepsilon_1 \varphi^3 + r \delta(\varphi) \frac{d\varphi}{d\tau} + \theta_1 \sin \tau \right], \quad (7.4)$$

где γ — малый безразмерный параметр, характеризующий близость рассматриваемой системы к линейной консервативной;

$$\varepsilon_1 = \varepsilon \frac{K}{h\rho}; \quad r = I_0/h; \quad \theta_1 = \theta \frac{I_0\rho}{h}; \quad \gamma = \frac{h}{I_0\rho}. \quad (7.5)$$

Решение уравнения (7.4)

$$\varphi = a_0 \sin \tau + b_0 \cos \tau = A \sin(\tau + \sigma). \quad (7.6)$$

Причем A и σ (или a_0 и b_0) медленно меняющиеся функции времени. Очевидно, что

$$\theta_1 \sin \tau = \theta_1 \cos \sigma \sin(\tau + \sigma) - \theta_1 \sin \sigma \cos(\tau + \sigma). \quad (7.7)$$

На основании (7.6) и (7.7) (7.4) принимает вид

$$2 \frac{dA}{d\tau} \cos \eta - 2A \frac{d\sigma}{d\tau} \sin \eta = \\ = \gamma F(\varphi, \varphi', \eta), \quad (7.8)$$

где $F(\varphi, \varphi', \eta) = -\varphi' - \lambda_1 \varphi - \varepsilon_1 \varphi^3 + r \varphi' \delta(\varphi) + \theta_1 \cos \sigma \sin \eta - \theta_1 \sin \sigma \cos \eta$;
 $\varphi = A \sin \eta$; $d\varphi/d\tau = \varphi' = A \cos \eta$; $\eta = \tau + \sigma$.

Умножим правую и левую части (7.8) последовательно на $\cos \eta$ и $\sin \eta$ и, взяв средние значения за период, будем иметь

$$\frac{dA}{d\tau} = \frac{\gamma}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\varphi, \varphi', \eta) \cos \eta d\eta;$$

$$\frac{d\sigma}{d\tau} = -\frac{\gamma}{2\pi A} \int_0^{2\pi} F(\varphi, \varphi', \eta) \sin \eta d\eta.$$

Выполнив интегрирование и имея в виду, что

$$A \int_{-0}^{+0} \delta(A \sin \eta) \cos^2 \eta d\eta = 1; \quad A \int_{-0}^{+0} \delta(A \sin \eta) \sin \eta \cos \eta d\eta = 0,$$

получим следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dA}{d\tau} &= \frac{\gamma}{2\pi} (-\pi A + r - \pi \theta_1 \sin \sigma); \\ d\sigma/d\tau &= -\frac{\gamma}{2\pi A} (-\pi \lambda_1 A - 0,75\pi \varepsilon_1 A^3 + \pi \theta_1 \cos \sigma). \end{aligned} \right\} \quad (7.9)$$

Условия стационарности: $dA/d\tau = 0$, $d\sigma/d\tau$ при $\sigma = \sigma_c$ и $A = A_c$, т. е. $-\pi A_c + r - \pi \theta_1 \sin \sigma_c = 0$, $-\pi \lambda_1 A_c - 0,75\pi \varepsilon_1 A_c^3 + \pi \theta_1 \cos \sigma_c = 0$.

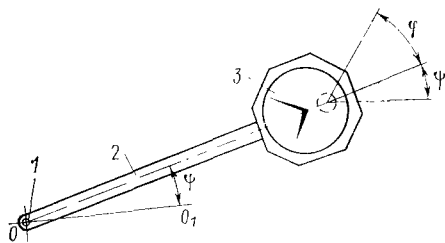


Рис. 7.1. Внешние угловые вибрации часового механизма

На основании этих уравнений, получим

$$\pi^2 (1 + \lambda_1^2) A_c^2 - 2\pi r A_c = (\pi\theta_1)^2 - r^2 - 3/2(\pi^2 A_c^2) \{ \varepsilon_1 \lambda_1 A_c^2 + 3/8(\varepsilon_1^2 A_c^4) \}. \quad (7.10)$$

Так как коэффициент ε_1 мал, то члены, содержащие ε_1 , значительно меньше других членов (7.10).

Первое приближенное значение стационарной амплитуды A_c определим из уравнения (7.10). При $\varepsilon_1 = 0$

$$A_c = \frac{\Phi_c}{1 + \lambda_1^2} \pm \sqrt{\frac{\theta_1^2}{1 + \lambda_1^2} - \frac{\Phi_c^2 \lambda_1^2}{(1 + \lambda_1^2)^2}}, \quad (7.11)$$

где $\Phi_c = r/\pi = I_0/\pi h$ — стационарная амплитуда колебаний баланса при отсутствии внешней периодической силы.

Исследуем устойчивость периодического решения при малых отклонениях от стационарного режима. Для этого воспользуемся уравнениями (7.9).

Сообщив амплитуде и фазе малые отклонения $A = A_c + \xi$ и $\sigma = \sigma_c + \alpha$ и линеаризовав (7.9) при $\varepsilon_1 = 0$, получим:

$$d\xi/d\tau = a_1 \xi + b_1 \alpha; \quad d\alpha/d\tau = c_1 \xi + d_1 \alpha,$$

где

$$a_1 = \left(\frac{\partial F_1}{\partial A} \right)_{A=A_c} = -\gamma/2; \quad b_1 = \left(\frac{\partial F_1}{\partial \delta} \right)_{\sigma=\sigma_c} = -\gamma/2(\theta_1 \cos \sigma_c);$$

$$c_1 = \left(\frac{\partial f_2}{\partial A} \right)_{A=A_c} = \gamma/2 \frac{\theta_1}{A_c^2} \cos \sigma_c; \quad d_1 = \left(\frac{\partial F_2}{\partial \sigma} \right)_{\sigma=\sigma_c} = \gamma/2 \frac{\theta_1}{A_c} \sin \sigma_c;$$

F_1 и F_2 — правые части уравнений (7.9).

Характеристическое уравнение имеет вид

$$x^2 - (a_1 + d_1)x + (a_1 d_1 - b_1 c_1) = 0.$$

Устойчивость исследуемого периодического решения достигается при положительности коэффициентов характеристического уравнения, т. е. $a_1 + d_1 < 0$ и $a_1 d_1 - b_1 c_1 > 0$. Подставив сюда значения коэффициентов и учитывая, что

$$\cos \sigma_c = \frac{A_c \lambda_1}{\theta_1} \quad \text{и} \quad \sin \sigma_c = - \left(\frac{A_c - \Phi_c}{\theta_1} \right),$$

получим условия устойчивости:

$$\frac{\Phi_c}{A_c} < 2; \quad A_c > \frac{\Phi_c}{2 + \lambda_1^2}. \quad (7.12)$$

Первое неравенство практически всегда удовлетворяется, второе указывает на то, что в выражении (7.11) следует сохранить лишь один знак. При этом стационарная амплитуда

$$A_{c1} = \frac{\Phi_c}{1 + \lambda_1^2} + \sqrt{\frac{\theta_1^2}{1 + \lambda_1^2} - \frac{\Phi_c^2 \lambda_1^2}{(1 + \lambda_1^2)^2}}, \quad (7.13)$$

где

$$\lambda_1 < \frac{\theta_1}{\sqrt{\Phi_c^2 - \theta_1^2}}. \quad (7.14)$$

Определим теперь ширину полосы захватывания ($\Delta\omega = \omega - p$). На основании (7.3) $(p/\omega)^2 = 1/(1 + \gamma\lambda_1)$. Так как $\gamma\lambda_1 \ll 1$, то $p/\omega \approx 1 - 0,5\gamma\lambda_1$ или $(\omega - p)/\omega = \Delta\omega/\omega = 0,5\gamma\lambda_1$. Вводя значения γ и λ_1 (7.5) и (7.4) и принимая во внимание, что $\Phi_c = I_0/\pi h$ и $\theta_1 = \theta I_0 p/h$, получим

$$2 \Delta\omega/\omega < \frac{h\theta}{\sqrt{(I_0/\pi)^2 - (\theta I_0 p)^2}}. \quad (7.15)$$

Выражение (7.15) показывает, что ширина полосы захватывания $\Delta\omega$ увеличивается при увеличении амплитуды вынужденных колебаний θ , интегрального коэффициента вязкого трения h и момента инерции баланса I_0 . При увеличении I_0 , т. е. при увеличении амплитуды колебаний баланса, ширина полосы захватывания уменьшается.

Для повышения вибрационной устойчивости часового механизма ширина полосы захватывания должна быть возможно меньше и, наоборот, для получения принудительной синхронизации в широком интервале изменения частоты вынужденных колебаний ширина полосы захватывания должна быть возможно больше.

7.2. РАСЧЕТ ОПОРЫ ОСЦИЛЛЯТОРА С УЧЕТОМ УДАРНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ *

Малогабаритные часы, в особенности технического назначения в эксплуатационных условиях подвергаются воздействию ударных перегрузок. Обычно испытание часов на удар осуществляется путем падения их на неподвижную плоскую платформу. Зависимость между сближением α двух тел при ударе и действующей силой P определяется формулой Герца [см. (2.82)]. Массу платформы вместе с фундаментом, к которому она присоединена, можно считать бесконечно большой по сравнению с массой часового механизма. При этом приведенная масса соударяющихся тел равна массе часов m . Дифференциальное уравнение удара [2] (уравнение деформирования)

$$m\ddot{\alpha} + P(\alpha) = 0,$$

или на основании (2.82)

$$\ddot{\alpha} + \frac{C}{m} \alpha^{3/2} = 0. \quad (7.16)$$

Решая уравнение (7.16) для $\alpha = 0$ при $\dot{\alpha} = \dot{\alpha}_0 = \sqrt{2gH}$, получим

$$(d\alpha/dt)^2 = \dot{\alpha}_0^2 - 4/5 \frac{C}{m} \alpha^{5/2}. \quad (7.17)$$

* Совместно с Л. А. Мемовым.

Здесь $\dot{\alpha}_0$ — скорость падения часов до удара; H — высота падения. Так как в конце удара $\dot{\alpha} = 0$ и $\alpha = \alpha_{\max}$, то на основании (7.17) получим максимальную деформацию тел при ударе

$$\alpha_{\max} = (5/4 \dot{\alpha}_0^2 m/C)^{2/5}. \quad (7.18)$$

Максимальное контактное усилие и ускорение при ударе:

$$P_{\max} = C\alpha^{3/2} \quad \text{и} \quad a_0 = -P_{\max}/m. \quad (7.19)$$

На основании (7.17) с учетом (7.18) находим продолжительность активного этапа удара

$$\tau_1 = \frac{1}{\dot{\alpha}_0} \int_0^{\alpha_{\max}} \frac{d\alpha}{\sqrt{1 - (\alpha/\alpha_{\max})^{5/2}}}. \quad (7.20)$$

Разложив выражение $[1 - (\alpha/\alpha_{\max})^{5/2}]^{-1/2}$ в ряд и выполнив интегрирование, получим

$$\tau_1 = \frac{\alpha_{\max}}{\dot{\alpha}_0} a \quad (a = 1,423). \quad (7.21)$$

Значение τ_1 можно получить непосредственно из (7.20) представив решение интеграла через гамма-функции [2]. Если удар упругий, то полная продолжительность удара $\tau_y = 2\tau_1$. Среднее значение ударной силы для упругого удара

$$P_c = \frac{C}{\alpha_{\max}} \int_0^{\alpha_{\max}} \alpha^{3/2} d\alpha = \frac{2}{5} C\alpha_{\max}^{3/2}. \quad (7.22)$$

При упругопластической деформации тел при ударе

$$\alpha_{\max} = \alpha_1 + \alpha_2,$$

где α_1 и α_2 — соответственно упругая и пластическая независимые составляющие деформации тел при ударе. Во время пассивного этапа удара происходит восстановление упругих деформаций соударяющихся тел. При $\alpha_2 \neq 0$ полная продолжительность удара $\tau_y = \tau_1 + \tau_2$, где τ_2 — продолжительность пассивного этапа удара. Ударная сила, действующая на баланс, обладающий массой m_1 , на основании (7.22) равна:

$$P_{c. \text{ б}} = \frac{m_1}{m} P_c = \frac{2}{5} \frac{m_1}{m} C\alpha_{\max}^{3/2}. \quad (7.23)$$

В целях некоторого упрощения задачи предполагаем, что центр тяжести баланса расположен по середине оси (рис. 7.2). Цапфы 1 оси баланса составляют одно целое с недеформируемой при ударе осью 2, несущей собственно баланс 3. В горизонтальном положении оси цапфы опираются на сквозные камни со скруглен-

ными отверстиями (оливаж). Жесткость двух цапф при изгибе можно принять равной

$$C_1 = 2 \frac{3EJ}{l^3} = \frac{3\pi E r^4}{l^3},$$

где $J = \frac{\pi r^4}{2}$; r — радиус цапф. После удара баланс будет совершать затухающие колебания. Период свободных вибраций баланса, обладающего массой m_1 ,

$$T = 2\pi/\omega_1 = 2\pi \sqrt{m_1/C_1} = \frac{2\pi}{r^2} \sqrt{\frac{m_1 l^3}{3\pi E}} \quad (7.24)$$

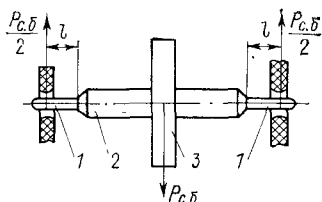


Рис. 7.2. Схема к расчету опоры баланса

В работе [48] показано, что если $T \ll \tau_y$, то максимальное отклонение системы от положения равновесия (деформация цапф) в результате действия силы $P_{c.б}$ малой продолжительности равно статическому отклонению, т. е. $y_0 = P_{c.б} / C_1$. Если же $T \gg \tau_y$, то максимальная деформация цапф определяется по формуле

$$y_0 = \frac{1}{\omega_1} I'_0 \sin \omega_1 \tau_y,$$

где

$$I'_0 = \int_0^{\tau_y} P_{c.б} / m_1 d\tau = P_{c.б} / m_1 \tau_y.$$

Поэтому

$$y_0 = \frac{P_{c.б}}{\omega_1 m_1} \sin 2\pi \tau_y / T.$$

Максимальный изгибающий момент, действующий на каждую цапфу при ударе $M_{\max} = 0,5 C_1 y_0 l$. Условие прочности цапфы

$$\sigma_{\max} = M_{\max} / W_0 = 2/\pi \frac{C_1 y_0 l}{r^3},$$

где $W_0 = \pi r^3 / 4$ — момент сопротивления. Для случая $T \ll \tau_y$ имеем

$$\sigma_{\max} = \frac{4l}{5\pi r^3} \frac{m_1}{m} C \alpha_{\max}^{3/2} \ll [\sigma]. \quad (7.25)$$

Если это условие не удовлетворяется, то следует применить упругий амортизатор или изменить соответствующим образом параметры баланса. Из (2.82), (7.18) и (7.21) видно, что чем больше модули упругости соударяющихся тел, тем больше C и меньше α_{\max} , а также меньше продолжительность активного этапа удара τ_1 . При этом в соответствии с (7.23) и (7.25) уменьшается ударная сила $P_{c.б}$ и σ_{\max} . При $\tau_1 = 0$ $P_{c.б} = 0$.

Возьмем следующие исходные данные: масса часов $m = 35 \cdot 10^{-3}$ кг, масса баланса $m_1 = 0,11 \cdot 10^{-3}$ кг; наружный радиус корпуса часов $R_1 = 0,018$ м;

модули упругости соударяющихся деталей (сталь и латунь) $E_1 = 2 \cdot 10^{11}$ Н/м²; $E_2 = 1 \cdot 10^{11}$ Н/м²; коэффициенты Пуассона тех же материалов $\mu_1 = 0,30$ и $\mu_2 = 0,37$.

Таблица 7.1. σ_{\max} для ряда значений r и l при $H = 1$ м

H , м	$r \times 10^3$, м	$l \times 10^3$, м	$\tau_y \times 10^4$, с	$T \times 10^5$, с	$\sigma_{\max} \times 10^{12}$, Н/м ²
1,0	0,2	0,1	2,7	1,2	0,34
1,0	0,05	0,1	2,7	19	0,25
1,0	0,05	0,2	2,7	54	0,42
1,0	0,1	0,3	2,7	25	3,5

В табл. 7.1 приведены результаты вычисления σ_{\max} по полученным формулам для ряда значений r и l при высоте падения часов $H = 1$ м.

Из таблицы видно, что лишь в первом случае σ_{\max} меньше допускаемого напряжения $[\sigma]$ при изгибе.

7.3. РАСЧЕТ АМОРТИЗАТОРА ЧАСОВОГО МЕХАНИЗМА

В последние годы разработано большое число различных устройств (амортизаторов) для защиты часового механизма от ударных воздействий. В одних устройствах используются эластичные резиновые кольца или части колец, установленные между часовым механизмом и корпусом часов; в других металлические кольца с упругими ножками, упругими стержнями, пружинами и пр.

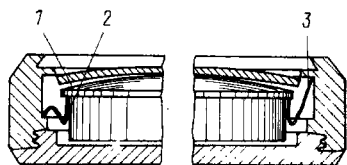


Рис. 7.3. Амортизатор часового механизма

Упругие ножки 2, имеющие двойной изгиб, опираются на нижний уступ, а ножки 3 — на верхний уступ корпуса часов*.

В амортизаторах с резиновым или металлическим упругим элементом и упругим ограничителем хода зависимость упругой силы P от деформации U (упругая характеристика) обычно имеет нелинейный характер. Для получения расчетных формул, применим метод припасовывания. Нелинейную упругую характеристику на всем интервале перемещения амортизатора разобьем на ряд прямолинейных участков таким образом, чтобы на участке

* Пат. 3520130 (США).

перемещения U_1 жесткость амортизатора была равна C_1 , на участке U_2-U_1 жесткость амортизатора C_2 и т. д. (рис. 7.4, а). Число выбранных прямолинейных участков зависит от характера кривой $P(U)$, перемещения амортизируемого объекта при ударе и пр.

Рассматриваемые амортизаторы допускают лишь малое перемещение объекта. Решение дифференциальных уравнений движения объекта на отдельных участках: U_1 , U_2-U_1 и др. «сшивается» в единое решение при помощи начальных условий на границах отдельных участков. Характер трения в амортизаторе зависит

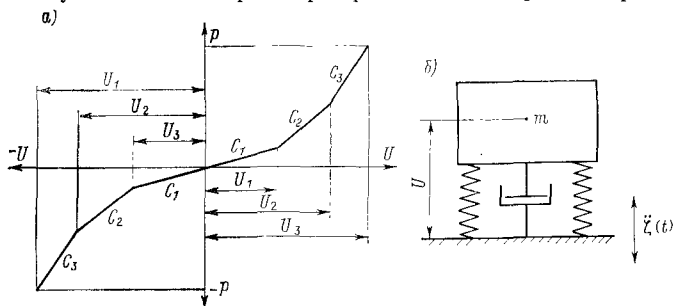


Рис. 7.4. Схемы к определению параметров удара: а — принципиальная схема амортизатора; б — упругая характеристика

от многих трудно учитываемых факторов. Обычно экспериментально получают осциллограмму свободных затухающих колебаний амортизатора, нагруженного амортизируемым объектом, по которой определяют коэффициенты, характеризующие трение. Если огибающую свободных затухающих колебаний разбить на отдельные участки и т. д. в соответствии с предыдущим и заменить криволинейные отрезки прямолинейными, то мы получим в пределах этих участков коэффициенты, характеризующие постоянное трение. Очевидно, что эти коэффициенты представляют собой некоторые интегральные характеристики трения.

Введем следующие условные обозначения: M — масса амортизируемого объекта; U — смещение амортизируемого объекта относительно основания; C_1, C_2, C_3 — соответственно жесткости амортизатора при смещениях U_1, U_2-U_1, U_3-U_2 ; F_1, F_2, F_3 — силы постоянного трения амортизатора в интервалах тех же смещений; $Q(t)$ — внешняя сила, приложенная к амортизируемому объекту при ударе; τ — длительность удара; $\xi(t)$ — закон движения корпуса часов при ударе. Заменяем $Q(t)$ средним значением за время τ : $Q_\tau = 1/\tau \int_0^\tau Q(t) dt$.

Движение часового механизма (амортизируемого объекта) (рис. 7.4, б) при ударе в радиальном направлении описывается уравнением (первый участок)

$$M\ddot{U} + P(u) = Q_\tau, \quad 0 \leq U \leq U_1, \quad (7.26)$$

где $P = C_1 U + F_1$ — сила, приложенная к амортизируемому объекту. Если ударное воздействие прикладывается к амортизированной системе в положении ее статического равновесия, то начальные условия будут: $t = 0$, $U_0 = 0$ и $\dot{U}_0 = 0$. Общее решение уравнения (7.26) имеет вид

$$U = \rho_1 (1 - \cos \omega_1 t); \quad \omega_1 = \sqrt{C_1/M}; \quad \rho_1 = \frac{Q_\tau - F_1}{C_1}. \quad (7.27)$$

Подставив в (7.27) $U = U_1$, получим продолжительность прохождения часовым механизмом первого участка

$$t_1 = \frac{1}{\omega_1} \arccos \frac{\rho_1 - U_1}{\rho_1}.$$

Скорость объекта в конце первого участка при $t = t_1$

$$\dot{U}_1 = \rho_1 \omega_1^2 \cos \omega_1 t.$$

Ускорение объекта в интервале $0 \leq t \leq t_1$

$$\ddot{U} = \rho_1 \omega_1^2 \cos \omega_1 t.$$

Рассмотрим движение амортизируемого объекта на втором участке (от U_1 до U_2). Допустим, что $t_1 < \tau$, т. е. ударное воздействие на объект прекратилось уже на первом участке. Путем некоторой корректировки первого и второго участков можно достигнуть того, чтобы $t_1 = \tau$. При этом на втором и третьем участках амортизируемый объект будет перемещаться по инерции.

Упругая сила амортизатора на втором участке с учетом силы трения F_2

$$P = C_2 U - (C_2 - C_1) U_1 + F_2, \quad U_1 \leq U \leq U_2.$$

Уравнение движения амортизируемого объекта на рассматриваемом участке будет

$$\ddot{U} + \omega_2^2 U = \omega_2^2 \rho_2; \quad \omega_2 = \sqrt{C_2/M}; \quad \rho_2 = \frac{(C_2 - C_1) U_1 - F_2}{C_2}. \quad (7.28)$$

Начальные условия: $t = 0$, $U_0 = U_1$ и $\dot{U}_0 = \dot{U}_1$.

Для начала каждого участка движения амортизируемого объекта принимаем отсчет времени от 0. Общее решение (7.28) имеет вид:

$$U = B \sin(\omega_2 t + \gamma) + \rho_2; \quad B = \sqrt{(\dot{U}_1/\omega_2)^2 + (U_1 - \rho_2)^2}; \\ \sin \gamma = 1/B (U_1 - \rho_2). \quad (7.29)$$

Подставив в (7.29) $U = U_2$, получим продолжительность прохождения объектом второго участка от U_1 до U_2

$$t_2 = 1/\omega_2 [\arcsin 1/B (U_2 - \rho_2) - \arcsin 1/B (U_1 - \rho_2)].$$

Скорость объекта в конце второго участка

$$\dot{U}_2 = B \omega_2 \cos(\omega_2 t_2 + \gamma).$$

Ускорение в интервале $0 \leq t \leq t_2$ на основании (7.29)

$$\ddot{U} = -\omega_2^2(U - \rho_2).$$

При $U = U_2$ получим ускорение реакции упругой связи в конце второго участка

$$\ddot{U}_2 = -1/M [C_2(U_2 - U_1) + C_1U_1 + F_2] = -P_2/M,$$

где $P_2 = C_2(U_2 - U_1) + C_1U_1 + F_2$ — сила, приложенная к амортизируемому объекту в конце второго участка.

Упругая сила амортизатора на третьем участке с учетом силы трения F_3

$$P_3 = C_3U - U_2(C_3 - C_2) - U_1(C_2 - C_1) + F_3, \quad U_2 \leq U \leq U_3.$$

Уравнение движения амортизируемого объекта на третьем участке:

$$\ddot{U} + \omega_3^2U = \omega_3^2\rho_3; \quad \omega_3^2 = C_3/M; \quad (7.30)$$

$$\rho_3 = 1/C_3 [U_2(C_3 - C_2) + U_1(C_2 - C_1) + F_3]. \quad (7.31)$$

Общее решение (7.30) с учетом начальных условий $t = 0$, $U_0 = U_2$ и $\dot{U}_0 = \dot{U}_2$ имеет вид:

$$U = D \sin(\omega_3 t + \beta) + \rho_3; \quad (7.32)$$

$$D = \sqrt{(\dot{U}_2/\omega_3)^2 + (U_2 - \rho_3)^2}; \quad \sin \beta = 1/D(U_2 - \rho_3)$$

$$\ddot{U} = -D\omega_3^2 \sin(\omega_3 t + \beta). \quad (7.33)$$

В конце третьего участка при $t = t_3$ и $\omega_3 t_3 + \beta = \pi/2$ скорость $\dot{U} = 0$. Поэтому

$$t_3 = 1/\omega_3 (0,5\pi - \beta).$$

Уравнение (7.33) на основании (7.32) принимает вид

$$\ddot{U} = -\omega_3^2(U - \rho_3). \quad (7.34)$$

В конце третьего участка при $U = U_3$ ускорение реакции упругой связи на основании (7.34) и (7.31)

$$\ddot{U}_3 = -\frac{1}{M} [C_3(U_3 - U_2) + C_2(U_2 - U_1) + C_1U_1 + F_3] = -P_3/M.$$

Сила, приложенная к амортизируемому объекту в конце третьего участка,

$$P_3 = C_3(U_3 - U_2) + C_2(U_2 - U_1) + C_1U_1 + F_3.$$

Качество амортизатора оценивается коэффициентом передачи удара (коэффициентом динамичности)

$$k_d = \frac{P_{\max}}{Q_T} = \frac{|\dot{U}|_{\max}}{|a_0|_{\max}}, \quad (7.35)$$

где a_0 — ускорение корпуса часов при ударе. Амортизатор уменьшает ударное воздействие при $k_d < 1$.

Возьмем следующие исходные данные для механизма малогабаритных часов: масса механизма часов $M = 11 \cdot 10^{-3}$ кг; $a_{\max} = 3 \cdot 10^4$ м/с²; $Q_{\tau} = Ma_{\max} = 330$ Н. Жесткость пружины амортизатора на отдельных участках: $C_1 = 10$ Н/м; $C_2 = 20$ Н/м; $C_3 = 2 \cdot 10^3$ Н/м.

По полученным выше формулам вычислены основные параметры удара при продолжительности $\tau = 1,5 \cdot 10^{-4}$ с и $\tau = 1,0 \cdot 10^{-4}$ с*. Результаты сведены в табл. 7.2.

Таблица 7.2. Основные параметры удара
при $\tau = 1,5 \cdot 10^{-4}$ с и $\tau = 1 \cdot 10^{-4}$ с

$\tau \cdot 10^4, \text{ с}$	$\omega_3, 1/\text{с}$	$U_1 \cdot 10^3, \text{ м}$	$U_2 \cdot 10^3, \text{ м}$	$U_3 \cdot 10^3, \text{ м}$	$t_2 \cdot 10^5, \text{ с}$	$t_3 \cdot 10^4, \text{ м}$	$\ddot{U}_3 \cdot 10^{-3}, \text{ м/с}^2$	$P_3, \text{ Н}$	$k_{\text{д}}$
4,5	4223	0,33	0,50	1,5	4	4	19	210	0,6
1	4233	0,15	0,30	1,0	5	4	12	140	0,4

Расчеты показывают, что $\ddot{U}_{\max} = \ddot{U}_3$ и $P_{\max} = P_3$, при этом $k_{\text{д}} < 1$. Известно, что чем меньше продолжительность удара по сравнению с полупериодом собственных колебаний амортизируемого объекта, тем меньше эффект удара. Из таблицы видно, что при уменьшении продолжительности удара при постоянном среднем значении перегрузки уменьшаются общее смещение U и максимальное ускорение объекта \ddot{U} и, следовательно, коэффициент динамичности $k_{\text{д}}$.

7.4. УДАРНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ НА ОСЦИЛЛЯТОР С УПРУГИМ ПОДВЕСОМ ОСИ

В п. 2.1 рассмотрено устройство эластичного крепления камневых подшипников для защиты тонких цапф оси колебательной системы баланс—волосок от ударных воздействий (см. рис. 2.1). На рис. 7.5 показано положение подшипника и оси баланса при ударе в радиальном направлении. После перемещения оси баланса на некоторое расстояние a удар воспринимается жестким упором и утолщенной частью оси баланса. При ударе в осевом направлении ось баланса может перемещаться на расстояние b . Предполагаем, что значения основных параметров обоих подшипников оси баланса одинаковы.

Введем следующие обозначения: P_0 — суммарная сила предварительного (начального) натяжения обеих пружин 4; c — суммарная жесткость двух пружин 4; μ и μ_0 — коэффициенты трения скольжения соответственно оправы 2 по конической поверхности

* τ можно вычислить по формулам п. 7.2.

накладки 3 и цапфы оси 6 баланса по образующей отверстия в сквозном камне 1; α — угол наклона сечения конического углубления накладки по отношению оси баланса (ось oy); m_0 — масса двух камневых подшипников с оправкой 2; m_1 — масса баланса с осью; y_0 — начальная деформация пружины 4 в направлении oy . Предполагаем, что давление оправы 2 на накладку 3 равно $Q_T/2$ и, кроме того, средняя сила удара Q_T значительно больше силы тяжести баланса. Оси координат hou связаны с корпусом часов накладкой 3, причем оправка 2 перемещается по направлению оси oz , составляющей угол α с oy . Допустим, что ось баланса расположена горизонтально, а направление удара перпендикулярно оси (радиальный удар). В таком случае сила, вызывающая скольжение оправы 2 по наклонной поверхности накладки (по oz) при ударе, будет

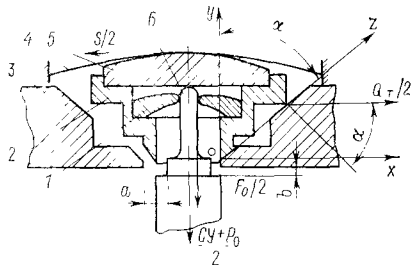


Рис. 7.5. Перемещение упругого подвеса при ударе в радиальном направлении

будет

$$F_{дв} = (Q_T - S) \sin \alpha - (cy + P_0 + F_0) \cos \alpha. \quad (7.36)$$

Сила трения

$$F_T = [(Q_T - S) \cos \alpha + (cy + P_0 + F_0) \sin \alpha] \mu. \quad (7.37)$$

Здесь

$$S = (cy_0 + P_0) \mu; \quad F_0 = \mu Q_T; \quad P_0 = cy_0. \quad (7.38)$$

Кроме того,

$$y = x \operatorname{ctg} \alpha = z \cos \alpha; \quad x = z \sin \alpha. \quad (7.39)$$

Движение баланса и оправы в направлении oz при ударе в радиальном направлении описывается уравнением

$$(m_1 \sin \alpha + m_0) \ddot{z} = F_{дв} - F_T, \quad 0 \leq t \leq \tau \quad \text{и} \quad F_{дв} - F_T > 0.$$

Подставив в это уравнение $F_{дв}$ и F_T с учетом (7.38), получим

$$\ddot{z} + \omega^2 [z + P_0/C_1 f_2(\alpha)] = \frac{Q_T}{M} f_1(\alpha), \quad (7.40)$$

где $C_1 = cf_2(\alpha) \cos \alpha$; $\omega^2 = C_1/M$; $M = m_1 \sin \alpha + m_0$;

$$\left. \begin{aligned} f_1(\alpha) &= (1 - \mu\mu_0) \sin \alpha - (\mu + \mu_0) \cos \alpha; \\ f_2(\alpha) &= (1 - \mu^2) \cos \alpha + 2\mu \sin \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (7.41)$$

Общее решение уравнения (7.40) (при $t = 0$, $z_0 = 0$ и $\dot{z} = 0$) имеет вид

$$z = \frac{1}{C_1} [Q_T f_1(\alpha) - P_0 f_2(\alpha)] (1 - \cos \omega t).$$

Перемещение баланса в направлении oz при $t = \tau$ равно

$$z_\tau = \frac{1}{C_1} [Q_\tau f_1(\alpha) - P_0 f_2(\alpha)] (1 - \cos \omega \tau). \quad (7.42)$$

Перемещение баланса в положительном направлении оси oz будет происходить при условии, если $Q_\tau f_1(\alpha) > P_0 f_2(\alpha)$. Ускорение реакции упругой связи (ускорение, действующее на упругий элемент амортизатора) в направлении oz при $t = \tau$

$$\ddot{z}_\tau = \omega^2 \left[z_\tau + \frac{1}{C_1} P_0 f_2(\alpha) \right]. \quad (7.43)$$

На основании (7.38), (7.39) и (7.41)

$$\frac{1}{C_1} P_0 f_2(\alpha) = \frac{P_0}{c \cos \alpha} = \frac{y_0}{\cos \alpha} = z_0,$$

где z_0 — начальная деформация пружины 4 в направлении oz . Поэтому

$$\ddot{z}_\tau = -\frac{C_1}{M} (z_\tau + z_0).$$

Реакция упругого амортизатора (сила, приложенная к амортизируемому объекту) при $t = \tau$

$$P_\tau = C_1 (z_\tau + z_0). \quad (7.44)$$

Если $z_\tau > a/\sin \alpha$, то утолщенная часть оси баланса во время удара достигнет жесткого упора. Если $z < a/\sin \alpha$, то после удара баланс будет перемещаться в положительном направлении oz по инерции.

Уравнение движения баланса в этом случае (при $Q_\tau = 0$) будет [см. (7.40)]

$$\ddot{z} + \omega^2 z = -1/MP_0 f_2(\alpha) \quad \text{при } t > \tau.$$

Общее решение этого уравнения имеет вид ($t = 0$ при $z = z_\tau$ и $\dot{z} = \dot{z}_\tau$)

$$z = A \sin(\omega t + \gamma) - z_0, \quad (7.45)$$

где

$$A = \sqrt{(\dot{z}_\tau/\omega)^2 + (z_\tau + z_0)^2};$$

$$\dot{z}_\tau = \frac{\omega}{C_1} [Q_\tau f_1(\alpha) - P_0 f_2(\alpha)] \cos \omega \tau; \quad \sin \gamma = \frac{z_\tau + z_0}{A}.$$

Скорость и ускорение баланса относительно оправы в направлении oz

$$\dot{z} = A\omega \cos(\omega t + \gamma); \quad \ddot{z} = -A\omega^2 \sin(\omega t + \gamma),$$

или на основании (7.45)

$$\ddot{z} = -\omega^2 (z + z_0). \quad (7.46)$$

Если ось баланса при перемещении по инерции относительно оправы не достигает упора, то перемещение прекратится при

$\dot{z} = 0$ или при $\omega t_1 + \gamma = \pi/2$. Отсюда находим продолжительность перемещения оси баланса по инерции $t_1 = 1/\omega (\pi/2 - \gamma)$. При этом на основании (7.45) при $t = t_1$ определяется полное перемещение оси баланса

$$z_1 = A - z_0. \quad (7.47)$$

Ускорение реакции упругой связи и сила, приложенная к амортизируемому объекту, согласно (7.46) при $z = z_1$ равны

$$\ddot{z}_1 = -\omega^2 (z_1 + z_0); \quad P_1 = C_1 (z_1 + z_0). \quad (7.48)$$

В рассматриваемом случае коэффициент динамичности при ударе (коэффициент передачи)

$$k_d = \frac{P_l \max}{Q_T \sin \alpha}. \quad (7.49)$$

Полученные формулы позволяют определить параметры амортизатора, обеспечивающие надежную защиту тонких цапф оси баланса от ударных воздействий.

Допустим теперь, что ось баланса расположена вертикально, а направление удара совпадает с направлением оси баланса. Уравнение движения баланса и накладного камня при ударе

$$M_0 \ddot{y} = Q_T - (C_0 y + P'_0),$$

или

$$\ddot{y} + \omega_1^2 y = \frac{1}{M_0} (Q_T + P'_0). \quad (7.50)$$

Здесь $\omega_1^2 = C_0/M_0$; M_0 — масса баланса и накладного камня 5 (см. рис. 7.5).

Общее решение (7.50) имеет вид ($t = 0$ при $y = 0$ и $\dot{y} = 0$)

$$y = \frac{1}{C_0} (Q_T - P'_0) (1 - \cos \omega t). \quad (7.51)$$

Из уравнений (7.50) и (7.51) видно, что все формулы, полученные при рассмотрении ударного воздействия в радиальном направлении оси баланса, справедливы и для данного случая при условии, если принять $f_1(\alpha) = f_2(\alpha) = 1$ и заменить c , P'_0 и M соответственно на $c_0 = c/2$; $P'_0 = P_0/2$ и M_0 .

Определим значение угла наклона α конического сечения оправы 3, при котором статически приложенная внешняя сила Q_1 , направленная перпендикулярно оси баланса, вызовет перемещение оправы по oz . Так как при этом $F_{дв} - F_T > 0$, то на основании (7.36)—(7.38) при $Q_T = Q_1$ получим

$$Q_1 [(1 - \mu \mu_0) \sin \alpha - (\mu + \mu_0) \cos \alpha] - (cy + P_0) [(1 - \mu^2) \cos \alpha + 2\mu \sin \alpha] > 0.$$

Разделив обе части неравенства на $\cos \alpha$, будем иметь

$$[Q_1 (1 - \mu \mu_0) - 2\mu (cy + P_0)] \operatorname{tg} \alpha > (cy + P_0) (1 - \mu^2) + (\mu + \mu_0) Q_1.$$

Отсюда

$$\operatorname{tg} \alpha > \frac{(\mu - \mu_0) Q_1 + (cy + P_0)(1 - \mu^2)}{Q_1(1 - \mu\mu_0) - 2\mu(cy + P_0)}$$

При $Q_1 = \infty$ получим неопределенность вида $\frac{\infty}{\infty}$. Раскрыв неопределенность, получим

$$\operatorname{tg} \alpha > \frac{\mu + \mu_0}{1 + \mu\mu_0}$$

Если $\mu = 0,20$, $\mu_0 = 0,15$, то $\alpha > 20^\circ$. Если цапфы оси баланса не перемещаются в подшипнике в осевом направлении, то $\mu_0 = 0$ и мы приходим к известной формуле $\operatorname{tg} \alpha > \mu$.

Возьмем следующие исходные данные применительно к наручным часам: $c = 1250$ Н/м; $\alpha = 50^\circ$; $M = 1,1 \cdot 10^{-4}$ кг; $\mu = 0,15$; $\mu_0 = 0,20$; $\tau = 2 \cdot 10^{-4}$ с. При этих данных получаем (равенства 7.41): $f_1(\alpha) = 0,518$; $f_2(\alpha) = 0,923$; $C_1 = 740$ Н/м; $\omega = 2580$ с $^{-1}$.

Если ударное ускорение $a = 3 \cdot 10^4$ м/с 2 , то внешняя сила, приложенная к осциллятору при ударе, $Q_T = Ma = 3,3$ Н. Пользуясь формулами (7.42)—(7.44) и (7.47)—(7.49), определяем z_T ; \ddot{z}_T ; z_1 ; \ddot{z}_1 ; P_1 ; t_1 и k_d для двух значений P_0 и при продолжительности удара $\tau = 2 \cdot 10^{-4}$ с. Результаты сведены в табл. 7.3.

Таблица 7.3. Основные параметры удара при $\tau = 2 \cdot 10^{-4}$ с

P_0 , Н	$z_T \cdot 10^3$, м	\ddot{z}_T , м/с 2	$P_T \cdot 10^2$, Н	$z_1 \cdot 10^3$, м	\ddot{z}_1 , м/с 2	$P_1 \cdot 10^2$, Н	t_1 , с	k_d	k_a
1,5	0,14	$13,3 \cdot 10^6$	149	0,21	$13,3 \cdot 10^6$	154	$2,7 \cdot 10^{-4}$	0,48	0,46
1,4	0,15	$12,6 \cdot 10^6$	141	0,24	$13,2 \cdot 10^6$	147	$2,7 \cdot 10^{-4}$	0,46	0,42

Из таблицы видно, что ускорение \ddot{z} и сила P_1 реакции упругой связи и, следовательно, коэффициент динамичности k_d возрастают при увеличении начального натяжения пружины P_0 . Жесткий упор, установленный на расстоянии $z_a = a/\sin \alpha$ ($z_a < z_1$) позволяет уменьшить силу P_1 и коэффициент динамичности до значения k_a .

7.5. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ ВИБРАЦИЙ НА ОСЦИЛЛЯТОР ЭЛЕКТРОННО-МЕХАНИЧЕСКИХ ЧАСОВ

На рис. 7.6 изображены типовые формы баланса электронно-механических часов. Широко используются балансы с круговыми дисками (рис. 7.6, в) и балансы, составленные из пластин (перекладин), которые могут иметь три разновидности: $b_1 = b_2$; $b_1 > b_2$ и $b_1 < b_2$ (рис. 7.6, а). Если внешнее вибрационное воздействие направлено перпендикулярно плоскости пластины и действует с частотой, близкой к резонансной частоте, то может произойти соприкосновение постоянных магнитов магнитной системы с неподвижной катушкой системы привода, что совершенно недопустимо.

Определим собственную основную частоту колебаний диска как плоской упругой пластины переменного сечения, нагруженной постоянным магнитом (сосредоточенной массой) на свободном конце. Представим изогнутую ось диска (рис. 7.6, б) приближенным уравнением вида

$$y_x = A \left(1 - \cos \frac{\pi x}{2l} \right).$$

Это уравнение удовлетворяет условиям на концах: при $x = 0$; $y = 0$, $dy/dx = 0$; при $x = l$, $y \neq 0$ и $dy/dx \neq 0$.

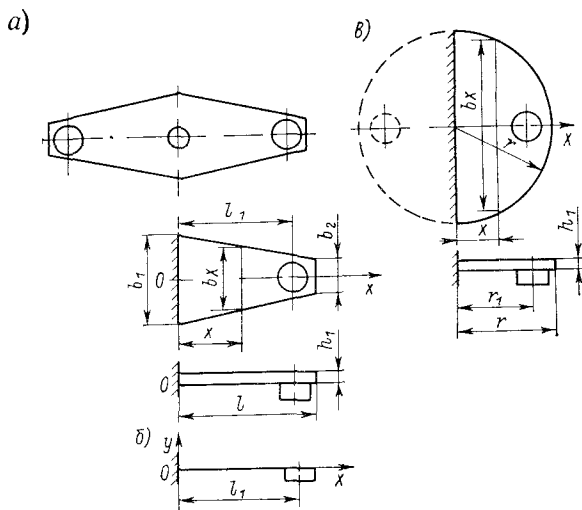


Рис 7.6 Типовые формы дисков баланса

При колебании диска как системы с распределенной массой ординату любой точки диска можно представить

$$y_{x,t} = y \cdot y_t = A \left(1 - \cos \frac{\pi x}{2l} \right) \sin \omega t. \quad (7.52)$$

Кинетическая энергия диска в виде половины перекладкины переменной ширины

$$\begin{aligned} W'_k &= 1/2 \gamma h_1 \int_0^l b_x \left[\frac{\partial y_{x,t}}{\partial t} \right]^2 dx = \\ &= 0,5 \gamma h_1 A^2 \omega^2 \cos^2 \omega t \int_0^l (b_1 - c_2 x) \left(1 - \cos \frac{\pi x}{2l} \right)^2 dx. \end{aligned}$$

Здесь $b_x = b_1 - c_2 x$; $c_2 = 1/l (b_1 - b_2)$.

Суммарная кинетическая энергия с учетом постоянного магнита

$$W_k = W'_k + W''_k = 1/2 A \omega^2 \cos^2 \omega t \left[\gamma h_1 l (0,0450 b_1 + 0,182 b_2) + M \left(1 - \cos \frac{\pi x^2}{2l} \right) \right]. \quad (7.53)$$

Потенциальная энергия диска (половина перекладкины)

$$\begin{aligned} \Pi &= \frac{E}{2} \int_0^l J_x \left[\frac{\partial^2 y_{x,t}}{\partial x^2} \right]^2 dx = \\ &= \frac{E h_1^3}{24} \left(\frac{\pi}{2l} \right)^4 A^2 \sin^2 \omega t \int_0^l (b_1 - c_2 x) \cos^2 \frac{\pi x}{2l} dx. \end{aligned}$$

Здесь $J_x = b_x h_1^3 / 12 = 1/12 (b_1 - c_2 x) h_1^3$.

Выполнив интегрирование, получим

$$\Pi = 1/24 \left(\frac{\pi}{2} \right)^4 \frac{E h_1^3 A^2}{l^3} \sin^2 \omega t (0,356 b_1 + 0,144 b_2). \quad (7.54)$$

Так как для консервативной системы $W_{k\max} = \Pi_{\max}$, то, приравняв правые части (7.53) и (7.54) при $\sin^2 \omega t = 1$, $\cos^2 \omega t = 1$, получим частоту собственных (свободных) колебаний диска в виде пластины переменного сечения

$$f = \omega / 2\pi = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_0 / m_0}, \quad (7.55)$$

где

$$\begin{aligned} m_0 &= \gamma h_1 l (0,045 b_1 + 0,182 b_2) + M' \left(1 - \cos \frac{\pi b_1}{2l} \right)^2; \\ C_0 &= \left(\frac{\pi}{2} \right)^4 \frac{E h_1^3}{12 l^3} (0,356 b_1 + 0,144 b_2). \end{aligned} \quad (7.56)$$

Здесь γ — плотность материала диска; M' — масса постоянного магнита.

Рассмотрим колебание круглого диска баланса относительно оси симметрии (7.6, в). В данном случае справедливо уравнение (7.52) при условии, что $l = r$. Кинетическая энергия диска в форме полуокружности

$$W'_k = 0,5 \gamma h_1 \int_0^r b_x \left[\frac{\partial y_{x,t}}{\partial t} \right]^2 dx; \quad b_x = 2 \sqrt{r^2 - x^2}.$$

С учетом M' постоянного магнита масс получим на основании (7.52) суммарную кинетическую энергию

$$\begin{aligned} W_k = W'_k + W''_k &= \gamma h_1 A^2 \omega^2 \cos^2 \omega t \int_0^r \sqrt{r^2 - x^2} \left(1 - \cos \frac{\pi x}{2l} \right)^2 dx + \\ &+ \frac{1}{2} M' A^2 \omega^2 \cos^2 \omega t \left(1 - \cos \frac{\pi r_1}{2r} \right)^2. \end{aligned}$$

Учитывая, что

$$\int_0^1 \sqrt{1-z^2} \cos pz \, dz = \frac{\pi}{2p} J_1(p),$$

где $J_1(p)$ — функция Бесселя первого рода, будем иметь

$$W_{\kappa} = 0,5A^2\omega^2 \cos^2 \omega t \left\{ 4m \left[3/8 - 2J_1/\pi(\pi/2) + J_1/4\pi(\pi) \right] + M' \left(1 - \cos \frac{\pi r_1}{2r} \right)^2 \right\}.$$

Здесь $m = \frac{\pi}{2} \gamma h_1 r^2$ — масса полуокружности диска.

Потенциальная энергия диска в форме полуокружности

$$П = \frac{E}{2} \int_0^r J_x \left[\frac{\partial^2 y_{x,t}}{\partial x^2} \right]^2 dx,$$

где

$$J_x = \frac{b_x h_1^3}{12} = \frac{1}{6} h_1^3 \sqrt{r^2 - x^2}.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} П &= \frac{E h_1^3}{12} \left(\frac{\pi}{2r} \right)^4 A^2 \sin^2 \omega t \int_0^r \sqrt{r^2 - x^2} \cos^2 \frac{\pi x}{2r} dx = \\ &= \frac{E h_1^3}{24} \left(\frac{\pi}{2} \right)^4 \frac{A^2}{r^2} \sin^2 \omega t \left[\frac{1}{4} \pi + \frac{1}{2} J_1(\pi) \right]. \end{aligned}$$

На основании предыдущего будем иметь

$$f = \omega/2\pi = 1/2\pi \sqrt{C_0/m_0},$$

где

$$m_0 = 4m \left[3/8 - \frac{2}{\pi} J_1(\pi/2) + \frac{1}{4\pi} J_1(\pi) \right] + M' \left(1 - \cos \frac{\pi r_1}{2r} \right)^2;$$

$$C_0 = \frac{1}{12} (\pi/2)^4 \frac{E h_1^3}{r^2} [0,25\pi + 0,5J_1(\pi)]. \quad (7.57)$$

На рис. 7.7 построены кривые зависимости частоты свободных колебаний диска в форме трапеции и круглого диска соответственно от длины l и радиуса r . Исходные данные: $E = 11 \cdot 10^{10}$ Н/м²; $M' = 0,3 \cdot 10^{-3}$ кг; $\gamma = 7,7 \cdot 10^3$ кг/м³; $b_1 = 10 \cdot 10^{-3}$ м; $b_2 = 5 \cdot 10^{-3}$ м. Из рисунка видно, что собственная частота колебаний диска в форме трапеции уменьшается при увеличении длины l или радиуса r и при уменьшении толщины h_1 . Частота свободных колебаний круглого диска значительно выше частоты колебаний диска в форме прямоугольника или трапеции при прочих равных условиях.

При воздействии на диски баланса внешней гармонической силы $H \sin pt$ амплитуда вынужденных стационарных колебаний диска

$$A_d = \frac{A_{ст}}{\sqrt{(1 - p^2/\omega^2)^2 + \frac{4\delta^2 p^2}{\omega^4}}},$$

где $A_{ст} = H/c$ — статическая деформация (перемещение); c — жесткость диска при изгибе; δ — интегральный коэффициент вязкого трения.

Известно, что для уменьшения A_d необходимо, чтобы $p \gg \omega$. Кроме того, увеличение δ также вызывает уменьшение A_d в особенности при резонансе. При

$p = \omega$, $A_{д. рез} = A_{ст} \omega / 2\delta$. Следовательно, параметры дисков баланса должны быть выбраны таким образом, чтобы амплитуда A_d была достаточно мала с учетом частот вынужденных колебаний p . Диск баланса переменной жесткости по длине может обладать нелинейной восстанавливающей силой типа $c(y + \epsilon y^3)$. В таком случае уравнение вынужденных колебаний диска

$$\ddot{y} + 2\delta\dot{y} + \omega^2(y + \epsilon y^3) = H/m \sin pt; \quad \omega^2 = c/m. \quad (7.58)$$

Для определения основных колебаний применим приближенный метод гармонической линеаризации. Ищем решение уравнения (7.58) в виде $y = A_0 \sin pt$. Функцию $f(y) = f(A_0 \sin pt) = \omega^2 (A_0 \sin$

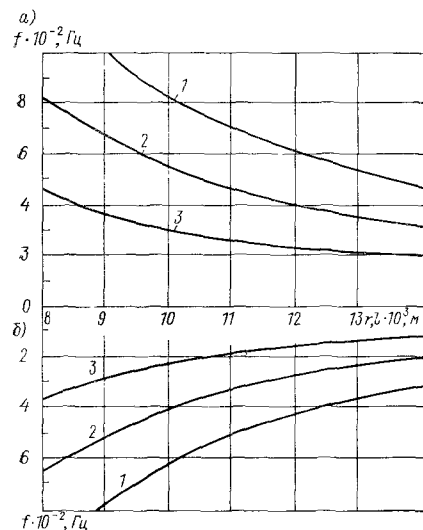


Рис. 7.7. Зависимости частоты f колебаний диска от радиуса r (а) и длины l (б);

1 — $h_c = 0,2$ мм; 2 — $h_c = 0,15$ мм; 3 — $h_c = 0,1$ мм

$pt + \epsilon A_0^3 \sin^3 pt$) разложим в ряд Фурье и ограничимся двумя членами разложения

$$f(A_0 \sin \eta) = q_0 \sin \eta + h_0 \cos \eta; \quad \eta = pt,$$

где коэффициенты гармонической линеаризации

$$q_0 = \frac{\omega^2}{\pi} \int_0^{2\pi} (A_0 \sin \eta + \epsilon A_0^3 \sin^3 \eta) \sin \eta d\eta = \omega^2 A_0 (1 + 3/4 \epsilon A_0^2);$$

$$h_0 = \frac{\omega^2}{\pi} \int_0^{2\pi} (A_0 \sin \eta + \epsilon A_0^3 \sin^3 \eta) \cos \eta d\eta = 0.$$

Таким образом, $f(A_0 \sin \eta) = \omega^2 (A_0 + 3/4 \epsilon A_0^2)$.

Движение эквивалентной линейной системы определяется уравнением

$$\ddot{y} + 2\delta\dot{y} + \omega_1^2 y = \frac{H}{m} \sin pt; \quad \omega_1^2 = \frac{c}{m} (1 + 3/4\epsilon A_0^2). \quad (7.59)$$

Амплитудно-частотные характеристики, построенные на основании данного уравнения, позволяют найти амплитуды стационарных колебаний диска [14].

7.6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТ СВОБОДНЫХ ПРОДОЛЬНЫХ И ПОПЕРЕЧНЫХ КОЛЕБАНИЙ СПИРАЛЬНОГО ВОЛОСКА *

Характер влияния внешних вибраций на часовой механизм с колебательной системой баланс—волосок зависит в значительной мере от параметров спирального волоска, которые должны быть выбраны таким образом, чтобы избежать резонансных явлений в заданном интервале частот внешних вибраций. Экспериментальное исследование показывает, что при резонансе амплитуда продольных или поперечных колебаний волоска возрастает настолько, что может произойти соприкосновение волоска с балансом и другими элементами конструкции часов. Это вызывает резкое изменение периода и амплитуды колебаний баланса и в конечном итоге выход часов из строя.

Основная частота свободных колебаний спирального волоска: продольные колебания [17]

$$v = \frac{1}{8\pi^2 \sqrt{3}} \frac{C_p h_c}{n (r_2 - r_1)^2} \sqrt{Z/N}; \quad (7.60)$$

поперечные колебания

$$f = \frac{\sqrt{k_1} C'_p h_c}{4\pi^2 n (r_2 - r_1)^2} \sqrt{Z_1/N_1}. \quad (7.61)$$

Здесь $C_p = \sqrt{E/\gamma}$ — скорость распространения волны растяжения (сжатия) в материале волоска; E , γ — соответственно модуль упругости при изгибе и плотность материала волоска; h_c — толщина сечения витка волоска; n — число витков волоска; r_2 , r_1 — соответственно наружный и внутренний радиусы волоска; k_1 — коэффициент, зависящий от отношения b/h_c ; b — ширина сечения волоска. При $b/h_c = 40$ $k_1 = 0,333$; при $b/h_c = 10$ $k_1 = 0,312$; $C'_p = \sqrt{G/\gamma}$ — скорость распространения волны сдвига; G — модуль сдвига;

$$Z = \int_0^1 \frac{[x - x^2 + \alpha(x^2 - x^3)]^2 dx}{(x + \rho)^3}; \quad N = \int_0^1 [H_1(x) + \alpha H_2(x)]^2 (x + \rho)^3 dx;$$

$$Z_1 = \int_0^1 [1 - 2x + \alpha(2x - 3x^2)]^2 dx;$$

* Совместно с Л. А. Мемовым.

$$N_1 = \int_0^1 (x + \rho) [x(1-x)(1+\alpha x)]^2 dx;$$

$$\rho = \frac{r_1}{r_2 - r_1},$$

где

$$H_1(x) = -1/2(1-x^2) + (1+\rho)(1-x) - \rho(1+\rho) \ln \frac{1+\rho}{x+\rho};$$

$$H_2(x) = -1/3(1-x^3) + 1/2(1+\rho)(1-x^2) -$$

$$- \rho(1+\rho)(1-x) + \rho^2(1+\rho) \ln \frac{1+\rho}{x+\rho}.$$

Формулы получены в предположении, что волосок имеет форму спирали Архимеда и $n > 2$. Кроме того, учитывались лишь изгибные деформации; деформации растяжения и сжатия по нейтральному слою пружинной ленты приняты равными 0. Для того чтобы по формулам (7.60) и (7.61) получить основные (наинишие) частоты продольных и поперечных колебаний спирального волоска, следует определить такие значения коэффициентов α , при которых функции Z/N и Z_1/N_1 принимают минимальные значения. Для вычисления α , обращающих функции Z/N и Z_1/N_1 в минимум, и определения численных значений этих функций разработана программа на языке ФОРТРАН. Вычисления выполнены на ЭВМ «ЕС-1022». Результаты приведены в табл. 7.4.

Таблица 7.4. Значения Z/N и Z_1/N_1 в зависимости от ρ

ρ	Z/N	Z_1/N_1	ρ	Z/N	Z_1/N_1	ρ	Z/N	Z_1/N_1
0,06	81,6490	168,0050	0,36	9,2890	19,8993	0,66	2,4346	5,5796
0,12	45,8399	95,4491	0,42	6,8395	14,8174	0,72	1,9505	4,5346
0,18	28,1173	59,4324	0,48	5,1479	11,294	0,78	1,5806	3,7264
0,24	18,6683	39,4826	0,54	3,9483	8,7892	0,84	1,2942	3,0926
0,30	12,9533	27,5179	0,60	3,0783	6,9525	0,90	1,0696	2,5893

Определим частоты колебаний ν и f волоска часового механизма (см. рис. 4.5) по формулам (7.60) и (7.61). Исходные данные: $b = 0,65 \cdot 10^{-3}$ м; $h_a = 0,13 \cdot 10^{-3}$ м; $r_2 = 8,5 \cdot 10^{-3}$ м; $r_1 = 2,2 \cdot 10^{-3}$ м; $E = 17 \cdot 10^{10}$ Н/м²; $G = 6,2 \cdot 10^{10}$ Н/м²; $\gamma = 8 \cdot 10^3$ кг/м³; $L = 320 \cdot 10^{-3}$ м.

На рис. 7.8 приведены зависимости ν и f от числа витков n при постоянных значениях радиусов r_2 и r_1 . Кривые построены для трех значений толщины сечения волоска h_c . Увеличение n

достигнуто за счет увеличения рабочей длины волоска в соответствии с формулой $L = \pi (r_2 - r_1) n$ и уменьшения шага $t_{ш} = (r_2 - r_1)/n$. Это вызывает уменьшение жесткости волоска K , как это показано на рисунке. Из рисунка видно, что при увеличении числа витков n происходит уменьшение частот собственных колебаний волоска ν и f , причем чем больше n , тем медленнее изменение этих частот. Частота поперечных колебаний волоска f несколько больше частоты продольных колебаний ν .

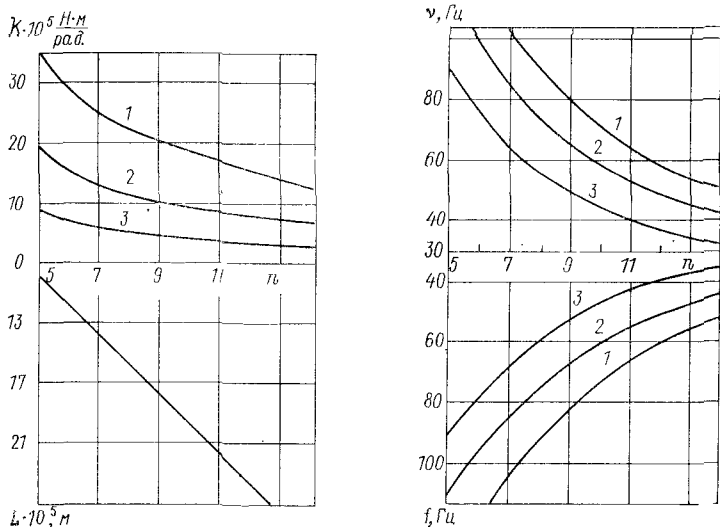


Рис. 7.8. Зависимость частот ν и f колебаний волоска от числа витков n при $r_1 = 2,2 \cdot 10^{-3}$ и $r_2 = 8,5 \cdot 10^{-3}$ м;
 1 — $h_c = 0,16$ мм; 2 — $h_c = 0,13$ мм; 3 — $h_c = 0,1$ мм

На рис. 7.9 представлены зависимости частоты поперечных колебаний f волоска от числа витков n при постоянной рабочей длине волоска $L = 320 \cdot 10^{-3}$ м. Увеличение n вызывает уменьшение внешнего радиуса волоска

$$r_2 = \frac{1}{\pi n} L - r_1,$$

а также шага $t_{ш} = (r_2 - r_1)/n$. При увеличении n происходит увеличение f (и ν) вследствие уменьшения r_2 [формулы (7.60) и (7.61)], хотя при этом жесткость волоска K остается неизменной. Таким образом, частоты ν и f существенно зависят от наружного радиуса волоска r_2 .

На рис. 7.10 показаны зависимости частоты f от числа витков волоска n при постоянном шаге волоска (спирали) $t_{ш} = 0,65 \cdot 10^{-3}$ м.

При этом увеличение n сопровождается увеличением внешнего радиуса волоска $r_2 = nt_{ш} + r_1$ и рабочей длины $L = \pi (r_2 + r_1) n$ и уменьшением жесткости волоска K . В этом случае происходит

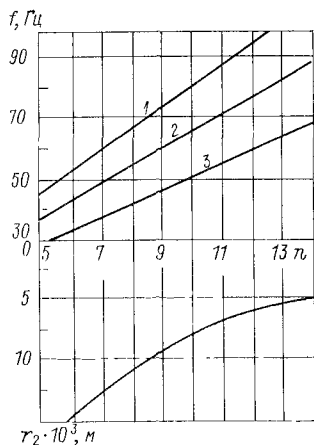


Рис. 7.9. Зависимости частоты f колебаний волоска от радиуса r_2 и числа витков n при $L = 320 \cdot 10^{-3}$ м:

1 — $h_c = 0,16$ мм; 2 — $h_c = 0,13$ мм; 3 — $h_c = 0,1$ мм

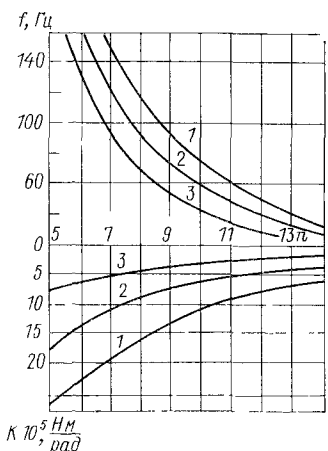


Рис. 7.10. Зависимость f и K от числа витков волоска n при $t_{ш} = \text{const} = 0,65 \times 10^{-3}$ м:

1 — $h_c = 0,16$ мм; 2 — $h_c = 0,13$ мм; 3 — $h_c = 0,1$ мм

более резкое уменьшение частоты колебания волоска f (и ν) с увеличением n , чем в выше рассмотренном случае (см. рис. 7.8).

7.7. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВРАЩЕНИЯ ОБЪЕКТА НА РЕГУЛЯТОР С НЕСВОБОДНЫМ СПУСКОМ

В гл. 4 были рассмотрены устройство и принцип действия регулятора с несвободным спуском и с волоском в форме прямой ленты (см. рис. 4.7). Рассмотрим сначала влияние центробежной силы на волосок. Предполагаем, что вектор угловой скорости объекта (платформы) проходит через точку O перпендикулярно к плоскости чертежа (рис. 7.11, а), а оси координат xy связаны с объектом. При этом угловая скорость объекта значительно больше угловой скорости суточного вращения земли. При малых деформациях волоска центробежная сила инерции, действующая на левую часть волоска,

$$C_x = m_0 \omega_B^2 \int_{l/2-x}^{l/2} (l/2 - x) dx = 1/2 m_0 x^2 \omega_B^2, \quad (7.62)$$

где m_0 — масса единицы длины волоска; l — действующая длина волоска; ω_B — угловая скорость объекта. Для приня-

того расположения осей координат уравнение упругой линии волоска

$$\frac{EJy''}{[1 + (y'_x)^2]^{3/2}} = \frac{M}{l}x + C_x y = \frac{M}{l}x + a_0 x^2 y; \quad (7.63)$$

$$a_0 = 0,5 m_0 \omega_B^2.$$

Член $a_0 x^2 y$ представляет собой малую величину по сравнению с другим членом правой части уравнения (7.63), а $y'_x \ll 1$. Поэтому

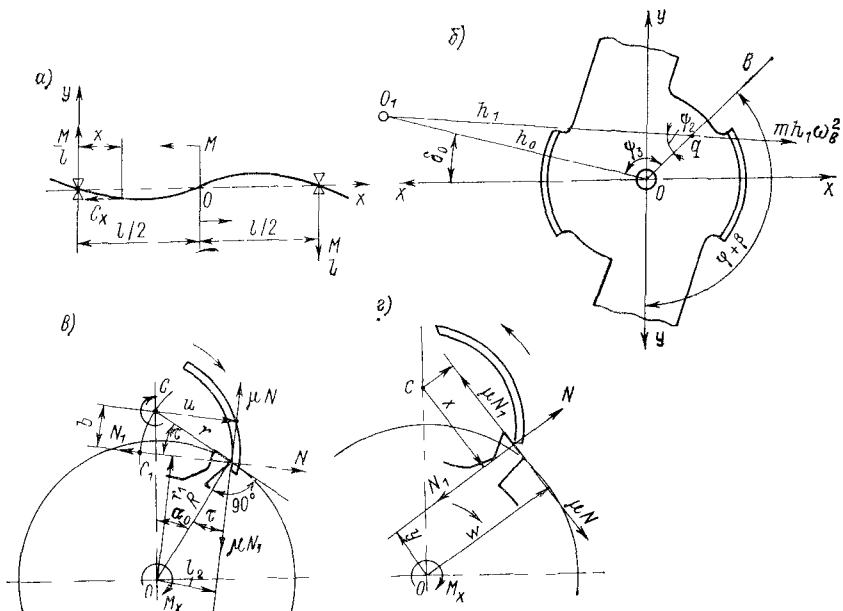


Рис. 7.11. Схемы к определению влияния вращения объекта на спусковой регулятор: а — действие центробежной силы на волосок; б, в и г — схемы к определению моментов центробежной силы, выталкивания и импульса

первое приближенное значение y определим из уравнения $EJy''_x = M/lx$. Условия на концах волоска: при $x = 0$ $y = 0$; при $x = l/2$ $y = 0$. Интегрируя, получим

$$y = \frac{M}{6EJ} (x^3/l - 0,25 xl) \quad (7.64)$$

Для определения второго приближенного значения y разложим в (7.63) выражение $[1 + (y'_x)^2]^{-3/2}$ в ряд и сохраним лишь два первых члена

$$EJy''_x = \frac{M}{l} x [1 + 3/2 (y'_x)^2] + a_0 x^2 y [1 + 3/2 (y'_x)^2]. \quad (7.65)$$

Подставив в правую часть этого уравнения y и y'_x из (7.64) и выполнив интегрирование, получим

$$(dy/dx)_{x=l/2} = \operatorname{tg} \varphi = \frac{Ml}{12EJ} (1 - p) + \frac{1}{90 \cdot 64} (11/7 - 35/33p) \left(\frac{Ml}{EJ} \right)^3; \quad (7.66)$$

$$p = \frac{m_0 l^4 \omega_b^2}{35 \cdot 32 EJ}. \quad (7.67)$$

Здесь φ — угол поворота сечения волоска у места приложения изгибающего момента, равный углу поворота баланса. Второй член в правой части выражения (7.66) значительно меньше первого члена. Дальнейшими малыми поправками значений $\operatorname{tg} \varphi$ мы пренебрегаем. Для определения изгибающего момента M волоска представим выражение (7.66) в следующем виде:

$$M = \frac{12EJ}{l(1-p)} \left[\operatorname{tg} \varphi - \frac{1}{480(1-p)} (11/7 - 35/33p) \frac{M^3 l^3}{(EJ)^2} \right]. \quad (7.68)$$

Решим это уравнение методом итерации. Первое приближенное значение примем равным

$$M_1 = \frac{12EJ}{l(1-p)} \operatorname{tg} \varphi.$$

Подставив M_1 в правую часть уравнения (7.68), получим второе приближение

$$M_2 = \frac{12EJ}{l(1-p)} \left[\operatorname{tg} \varphi - \frac{3}{10(1-p)^2} (11/7 - 35/33p) \operatorname{tg}^3 \varphi \right].$$

Процесс итерации быстро сходится, так как при $M = M_1$ выполняется условие $d\psi/dM \ll 1$, где ψ — правая часть (7.68). Например, при $\varphi = 20^\circ$ и $\omega_b = 0$ $d\psi/dM = 0,13$. Поэтому дальнейшие приближения окажут несущественное влияние на M . Опуская индекс при M , получим:

$$M = K (\operatorname{tg} \varphi - q \operatorname{tg}^3 \varphi); \quad K = \frac{12EJ}{l(1-p)} = \frac{K_0}{(1-p)}; \\ q = \frac{0,3}{(1-p)^2} (11/7 - 35/33p). \quad (7.69)$$

При небольших деформациях волоска $\operatorname{tg} \varphi \approx \varphi + 1/3\varphi^3$

$$M = K (\varphi - \varepsilon \varphi^3); \quad \varepsilon = \frac{0,3}{(1-p)^2} (11/7 - 35/33p) - 1/3. \quad (7.70)$$

Центробежные силы, действующие на все звенья часового механизма, вызывают изменения периода и амплитуды колебаний осциллятора. Но наибольшее влияние на часовой механизм оказывают центробежные силы, действующие непосредственно на осциллятор. Допустим, что часы установлены на вращающейсяся

горизонтальной платформе, центр вращения которой не совпадает с центром вращения осциллятора.

Введем следующие обозначения: h_0 — расстояние между центрами вращения осциллятора и платформы (объекта); r_1 — радиус цапф осей осциллятора; β — угол между осью yy и лучом ob , проходящим через центр вращения и центр тяжести q осциллятора в положении его равновесия, причем $oq = l_1$; δ_0 — угол между oo_1 и xx ; m и m_x — массы баланса и спускового колеса. На основании рис. 7.11, б момент центробежной силы $M_{ц} = mh_1\omega_B^2 l_1 \sin \psi_3$. Но так как $\sin \psi_3 = h_0 \sin \psi_2 / h_1$ и $\psi_2 = 270 - (\varphi + \beta + \delta_0)$, то

$$M_{ц} = mh_0\omega_B^2 l \cos(\varphi + \varphi_0); \varphi_0 = \beta + \delta_0. \quad (7.71)$$

Момент трения в направляющих оси баланса

$$M_{т1} = M_{т} + \mu mh_0\omega_B^2 r_1. \quad (7.72)$$

При малой неуравновешенности осциллятора, т. е. при малом эксцентриситете l , $h_1 \approx h_0$. Следует заметить, что (7.67) и (7.70) были получены в предположении, что центры осей вращения осциллятора и объекта совпадают. Мы будем применять эти формулы и в том случае, когда имеет место небольшое смещение этих осей. Рабочие поверхности палет несвободного спуска очерчены дугами окружности радиуса r , центры которых C_1 не совпадают с центром C вращения осциллятора. При этом угол выталкивания τ сохраняет постоянное значение на всем интервале дополнительного угла поворота осциллятора (рис. 7.11, в).

При движении осциллятора против часовой стрелки на него действуют возмущающие моменты.

Момент выталкивания

$$M_{в} = A_1 M_x; A_1 = \frac{r}{R} \operatorname{tg}(\tau - \rho_0),$$

где R — радиус действующей окружности спускового колеса; ρ_0 — радиус трения. Этот момент действует в интервале первого дополнительного угла, т. е. угла поворота осциллятора от $-\Phi$ до $-\varphi_1$ (см. рис. 4.8, а).

Момент импульса $M_{и} = F_{и} M_x$, где $F_{и} = (x - \mu v) / (y + \mu w)$ (рис. 7.11, з). Этот момент действует в интервале угла импульса λ , т. е. от $-\varphi_1$ до φ_2 ($\lambda = \varphi_1 + \varphi_2$). После импульса осциллятор свободно поворачивается на небольшой угол $\delta_c = \varphi_3 - \varphi_2$ за то время, пока спусковое колесо проходит угол падения ε_x . При встрече зуба колеса с палетой при $\varphi = \varphi_3$ происходит удар (см. рис. 4.8, а).

Момент ударного импульса (см. п. 6.2) $I_0 \dot{\varphi} \delta$ ($\varphi - \varphi_3$).

Наконец, в интервале второго дополнительного угла, т. е. угла поворота от φ_3 до Φ , на осциллятор действует момент торможения $M_{тп} = B_1 M_x$; $B_1 = \frac{r}{R} \operatorname{tg}(\tau + \rho_0)$.

Подобные возмущающие моменты действуют на осциллятор при движении его в обратном направлении (по часовой стрелке).

Суммарный возмущающий момент, вносимый несвободным спуском,

$$f(\varphi, \dot{\varphi}) = A_1 M_x + F_n M_x - I_0 \dot{\varphi} \delta(\varphi - \varphi_3) - B_1 M_x. \quad (7.73)$$

С учетом (7.70)—(7.73) уравнение автоколебательного движения осциллятора принимает вид

$$\ddot{\varphi} + \omega_1^2 \varphi = \omega_1^2 F(\varphi, \dot{\varphi}), \quad (7.74)$$

где

$$F(\varphi, \dot{\varphi}) = -\frac{h}{K} \dot{\varphi} - \rho_1 - \rho_2 + \frac{A_1}{K} M_x + \frac{F_n}{K} M_x - \frac{I_0}{K} \dot{\varphi} \delta(\varphi + \varphi_3) - \frac{B_1}{K} M_x + \varepsilon \varphi^3 - \frac{m}{K} h_0 \omega_B^2 l \cos(\varphi + \varphi_0). \quad (7.75)$$

Здесь

$$\rho_1 = \frac{M_T}{K}; \quad \rho_2 = \frac{m}{K} \mu h_0 r_1 \omega_B^2; \quad \omega_1^2 = \frac{K}{I_0} = \frac{\omega^2}{1-p}. \quad (7.76)$$

Для решения (7.74) используем метод гармонической линеаризации (см. гл. 6). Коэффициенты гармонической линеаризации определяем на основании (6.12) и с учетом приведенных выше значений углов поворота осциллятора для отдельных членов нелинейной функции (7.75). Подставив полученные значения коэффициентов гармонической линеаризации в (6.10) и (6.11) и принимая во внимание, что за один период колебаний осциллятор получает два импульса (происходит два удара), будем иметь

$$d\Phi/dt = \frac{\omega(1-p)^{1/2}}{2\pi\Phi} \left\{ -\pi b_0 \Phi^2 (1-p)^{1/2} - 4\Phi(1-p)(\rho + \omega_B^2 g) - S_1(2-S_1)(\Phi^2 - \varphi_3^2) + 2(1-p) \frac{M_x}{K_0} [A_1(\Phi - \varphi_1) + F_n \lambda - B_1'(\Phi - \varphi_3)] \right\}, \quad (7.77)$$

где

$$\rho = M_T/K_0; \quad g = \frac{\mu m h_0 r_1}{K_0}; \quad b_0 = \frac{h}{\sqrt{IK_0}}.$$

$$-\frac{1}{\omega} \frac{d\psi}{dt} = \frac{\Delta T}{T} = (1-p)^{1/2} \left\{ 3/8 \varepsilon \Phi^2 + \frac{(1-p)M_x}{\pi \Phi^2 K_0} \left[-A_1 \sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2} + F_n \left(\sqrt{\Phi^2 - \varphi_1^2} - \sqrt{\Phi^2 - \varphi_2^2} \right) - B_1 \sqrt{\Phi^2 - \varphi_3^2} \right] - \frac{S_1(2-S_1)\varphi_3 \sqrt{\Phi^2 - \varphi_3^2}}{2\pi \Phi^2} - \frac{m h_0 l \omega_B^2 S(\Phi)(1-p)}{2K_0} \sin \psi_0 \right\}. \quad (7.78)$$

Здесь ε и p определяются по формулам (7.67) и (7.70) $S(\Phi)$ — см. (2.23). Параметр I_0 в выражении (7.73) определяется на основании (6.39), в котором угол φ_0 следует заменить углом φ_3 . Коэффициент S_1 , характеризующий потерю скорости осциллятора при ударе

о палету, определяется на основании (3.24), которая применительно к рассматриваемому несвободному спусковому регулятору принимает следующий вид:

$$S_1 = \frac{I_x}{I_6} \frac{bb_1a}{r_1 r_2 \left(1 + \frac{I_x}{I_6} \frac{bb_1}{r_1 r_2}\right)}; \quad b_1 = b + \mu U; \quad r_2 = r_1 - \mu l \quad (\text{рис. 7.11, в})$$

Для стационарного автоколебательного режима $d\Phi/dt = 0$. При этом на основании (7.77) получим

$$\frac{M_x}{K_0} = \frac{\pi b_0 \Phi^2 (1-p)^{1/2} + 4\Phi(\rho + \omega_{\text{вг}}^2) + S_1(2-S_1)(\Phi^2 - \varphi_3^2)}{2(1-p)[A_1(\Phi - \varphi_1) + F_H \lambda - B_1(\Phi - \varphi_3)]}. \quad (7.79)$$

Определим угол свободного поворота δ_c осциллятора. Если α — угол поворота спускового колеса, t_k — продолжительность прохождения спусковым колесом угла падения ε_x , $J = (d\alpha/d\varphi)_{\varphi=\varphi_2}$ — передаточное отношение между спусковым колесом и осциллятором в конце импульса, $\dot{\alpha}_0 = J\dot{\varphi}_2$ — угловая скорость спускового колеса непосредственно после импульса, то

$$\varepsilon_x = \frac{M_x t_k^2}{2I_x} + J\dot{\varphi}_2 t_k. \quad (7.80)$$

Так как $\delta_0 \ll \Phi$, то можно принять $\delta_c = \dot{\varphi}_2 t_k$. Определив t_k из (7.80), получим

$$\delta_c = \frac{\dot{\varphi}_2 \left[\sqrt{(J\dot{\varphi}_2)^2 + 2\varepsilon_x \frac{M_x}{I_x}} - J\dot{\varphi}_2 \right]}{M_x/I_x}, \quad (7.81)$$

$$\varphi_3 = \varphi_2 + \delta_c, \quad \dot{\varphi}_2 = \omega \sqrt{\Phi^2 - \varphi_2^2}.$$

Вращающий момент на оси спускового колеса

$$M_x = M_{x.o} - m_x \mu r_x H_x \omega_{\text{в}}^2,$$

где m_x , r_x и H_x — соответственно масса спускового колеса, радиус цапф оси колеса и расстояние между центрами вращения объекта и колеса; $M_{x.o}$ — момент на оси спускового колеса при $\omega_{\text{в}} = 0$.

Возьмем регулятор с несвободным спуском, характеризующийся следующими данными: $I_6 = 0,4688 \cdot 10^{-8}$ кг·м²; $I_x = 0,1642 \cdot 10^{-8}$ кг·м²; $m = 0,165 \cdot 10^{-3}$ кг; $m_x = 0,265 \cdot 10^{-3}$ кг; $r_1 = 0,2 \cdot 10^{-3}$ м; $r_x = 0,18 \cdot 10^{-3}$ м; $\lambda = 6^\circ 0'$; $\tau = 12^\circ 0'$; $\varphi_1 = 2^\circ 0'$; $\varphi_2 = 4^\circ 0'$; $\mu = 0,15$; $\rho = 0,004$; $b_0 = 0$. Число зубьев спускового колеса $z_x = 25$; угол обхвата $2\alpha_0 = 36^\circ 0'$; $\varepsilon_x = 0^\circ 50'$. Для входной палеты: $J = 0,850$; $A_1 = 0,802$; $B_1 = 2,38$. Для выходной палеты: $J = 0,883$; $A_1 = 0,768$; $B_1 = 1,73$. Толщина, ширина и длина стального волоска соответственно $h_c = 0,085 \cdot 10^{-3}$ м; $b = 0,40 \cdot 10^{-3}$ м; $l = 20 \cdot 10^{-3}$ м; модуль упругости $E = 2,4 \times 10^{11}$ Н/м². Период свободных изохронных колебаний осциллятора $T = 0,008$ с.

В табл. 7.5 приведены значения коэффициентов p и ε , вычисленных по формулам (7.67) и (7.70) для угловых скоростей $\omega_{\text{в}}$ от 0 до 3000 1/с.

Из таблицы видно, что при увеличении толщины h_c волоска коэффициенты p и ε уменьшаются. Увеличение угловой скорости $\omega_{\text{в}}$ вызывает увеличение этих коэффициентов.

По приведенным исходным данным и формулам (7.78) и (7.79) вычислены значения M_x/K_0 и $\Delta T/T$ для ряда амплитуд колебаний осциллятора и построены кривые зависимости $\Delta T/T$ от Φ при ω_B от 0 до 1000 1/с (рис. 7.12). Из рисунка видно, что при увеличении угловой скорости ω_B период колебаний осциллятора уменьшается ($\Delta T/T < 0$), в особенности при сравнительно больших значениях ω_B . При этом ухудшается стабилизация периода автоколебаний по амплитуде Φ .

На рис. 7.13 построены кривые зависимости $\Delta T/T$ от M_x/K_0 для углов выталкивания $\tau = 6^\circ 0'$ и $3^\circ 0'$ и углов обхвата $2\alpha_0 = 36^\circ 0'$ и $21^\circ 36'$. Угловая скорость объекта $\omega_B = 600$ 1/с. Остальные исходные данные прежние. Анализ кривых показывает, что путем изменения угла выталкивания τ и угла обхвата $2\alpha_0$ при фиксированном значении угловой скорости объекта можно достигнуть

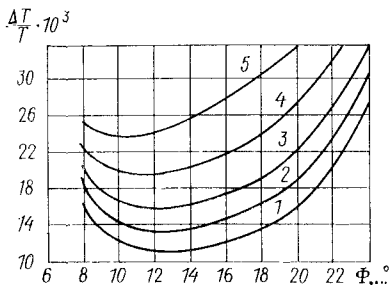


Рис. 7.12. Зависимость $\Delta T/T$ от Φ :
 1 — $\omega_B = 0$; 2 — $\omega_B = 400$ 1/с; 3 —
 $\omega_B = 600$ 1/с; 4 — $\omega_B = 800$ 1/с; 5 —
 $\omega_B = 1000$ 1/с

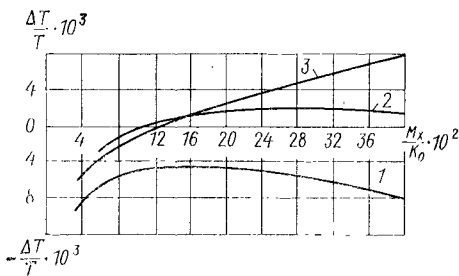


Рис. 7.13. Кривые зависимости $\Delta T/T$ от M_x/K_0 при $\omega_B = 600$ 1/с:

Кривая	τ, \dots°	$2\alpha_0, \dots^\circ$
1	$6^\circ 0'$	$36^\circ 0'$
2	$3^\circ 0'$	$36^\circ 0'$
3	$6^\circ 0'$	$21^\circ 36'$

увеличение или уменьшение периода автоколебаний осциллятора при возрастании M_x , а также стабилизации периода автоколебаний в широком интервале изменения момента на спусковом колесе. Это позволяет существенно улучшить точностные характеристики часов.

Таблица 7.5. Значения ρ и ε в зависимости от угловой скорости ω_B

$\omega_B, 1/с$	$h_c = 0,085 \cdot 10^{-3}, м$		$h_c = 0,095 \cdot 10^{-3}, м$	
	ρ	ε	ρ	ε
0	0	0,138	0	0,138
200	0,000314	0,138	0,000252	0,138
400	0,00126	0,139	0,00101	0,139
600	0,00283	0,141	0,00227	0,141
1000	0,00785	0,147	0,00629	0,145
2000	0,0314	0,174	0,0252	0,167
3000	0,0707	0,226	0,0566	0,207

7.8. НАДЕЖНОСТЬ И КАЧЕСТВО ЧАСОВ

Повышение надежности и качества приборов времени в настоящее время приобретает особое значение в связи с расширением функций приборов времени, широким использованием их в различных областях науки, техники и народного хозяйства. В соответствии с ГОСТ 13377—75 «надежность — свойство объекта выполнять заданные функции, сохраняя во времени значения установленных эксплуатационных показателей в заданных пределах, соответствующих заданным режимам и условиям использования, технического обслуживания, ремонтов, хранения и транспортировки».

Для наручных механических и электронно-механических часов с колебательной системой баланс—волосок (как восстанавливаемых объектов) может быть использован ряд количественных показателей надежности [61].

Вероятность безотказной работы (безотказность функционирования часов), определяемая следующей статистической оценкой $P(t) = [N_0 - n(t)]/N_0$; средняя частота отказов, статистически определяемая по формуле $\omega(t) = n'(t)/N'_0 \Delta t$; интенсивность отказов $\lambda(t) = n'(t)/N_{cp} \Delta t$, где N_0 — число часов в начале испытания; $n(t)$ — число отказавших часов за время испытания t ; $n'(t)$ — число отказавших часов в интервале времени от $t - 1/2\Delta t$ до $t + 1/2\Delta t$; Δt — интервал времени; N'_0 — число испытываемых часов, которое остается в процессе испытания постоянным, так как все отказавшие часы заменяются исправными; $N_{cp} = (N_i + N_{i+1})/2$ среднее число исправно работающих часов в интервале времени Δt ; N_i — число исправно работающих часов в начале интервала Δt ; N_{i+1} — число исправно работающих часов в конце интервала Δt . Следует отметить, что кварцевые наручные часы состоят из конструктивно независимых блоков, функционально связанных между собой. В случае отказов ремонт этих блоков или невозможен, или нецелесообразен по экономическим соображениям. Работоспособность восстанавливается путем замены блока, вышедшего из строя.

Для определения количественных показателей надежности часов предварительно проводятся опыты для определения поведения большого количества экземпляров часов в реальных условиях эксплуатации в течение длительного промежутка времени, причем учитываются также рекламации, которые подвергаются статистической обработке по видам отказов, дефектов и пр. Наряду с этим проводятся ускоренные испытания вновь создаваемых часов и элементов конструкции с целью выявления влияния отдельных факторов на работу часов, а именно: механических перегрузок (ударных, вибрационных); внешнего магнитного поля; старения; смазочного материала; изменения упругих свойств пружин; износа опор; коррозии; изменения температуры окружающей среды и др. В условиях массового производства часов обра-

ботка статистической информации о характере отказов или дефектов при испытании часов обычно производится при помощи ЭВМ.

В работе [77] на основе анализа специфики работы приборов времени введен количественный показатель надежности, равный $H = ДБ$. Здесь $Д$ — показатель метрологической надежности прибора времени, который определяется как вероятность сохранения погрешности показания прибора в пределах допуска в течение требуемого промежутка времени при условии функционирования прибора в течение того же промежутка времени; $Б$ — показатель функциональной надежности прибора времени, который определяется как вероятность его функционирования в течение требуемого промежутка времени. Следует заметить, что показатель надежности H характеризует нормальную работу прибора лишь до первого отказа. Показатели $Д$ и $Б$ независимы.

В работах [42; 43] предложены рекомендации по классификации и минимизации технологических дефектов механических спусковых регуляторов и введено понятие о весовом коэффициенте перехода дефекта в отказ. Определена вероятность возникновения определенной разновидности дефекта.

Качество продукции — «совокупность свойств, обуславливающих ее пригодность удовлетворять определенные потребности в соответствии с ее назначением» (ГОСТ 15467—70). Качество наручных часов рассматривается как совокупность следующих свойств: функциональность (информативность, надежность, долговечность, продолжительность хода); эргономичность (удобство восприятия информации, удобство управления, удобство ношения на руке); эстетичность (композиционное решение, качество обработки и др.) [77]. Кроме того, рассматриваются еще и социальные свойства (перспективность конструкции, патентно-защищенность, конкурентоспособность на мировом рынке и др.).

Высокое качество продукции позволяет полнее удовлетворять определенные потребности (спрос) с меньшими затратами и добиваться роста эффективности производства. В часовой промышленности создана комплексная система управления качеством по основным параметрам.

В работе [63] рассмотрена система управления качеством на уровне предприятия — НИИ. Структурная схема управления состоит из ряда подсистем: прогнозирования качества; проектирования; производства; контроля и др. Основная задача подсистемы проектирования состоит в выборе и обосновании критериев эффективности изделия с учетом различных ограничений, которые являются функциями показателей качества. В зависимости от вида и назначения часов используются те или иные критерии эффективности, например точность, надежность, оценочное число, минимум себестоимости и пр.

В современных условиях применяются системы автоматического проектирования (САПР) при расчете оптимальных параметров изделия, удовлетворяющих выбранным показателям качества, и при разработке проектно-конструкторской документации. Это позволяет существенно сократить сроки разработки конструкции, повысить качество проектируемых изделий и эффективность производства.

С целью исследования влияния различных факторов на точность хода часов используется ряд стендов и специальных приборов, предназначенных для измерения требуемых параметров часов. Существенное влияние на качество часов оказывает точность изготовления деталей часовых механизмов, поэтому важной задачей является создание измерительных приборов, предусмотренных для контроля геометрических и физических параметров. В настоящее время наша промышленность осваивает выпуск стендов для испытаний часов, а также приборов для контроля их качества.

Существенным резервом повышения качественных характеристик часов общего назначения являются оптимизация их номенклатуры, широкая унификация конструкций и технологических процессов [27].

8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

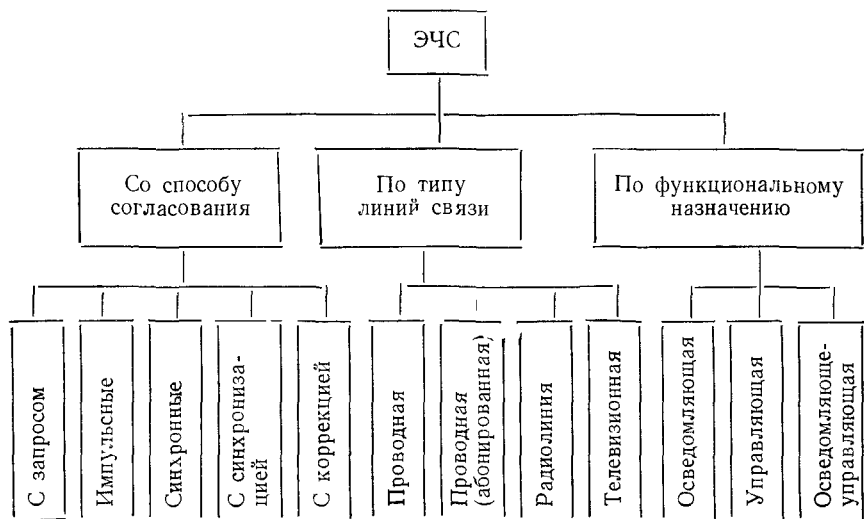
Электрочасовой системой, или системой единого времени называется совокупность связанных между собой при помощи проводной, радио и других каналов связи неавтономных приборов времени, в которой достигается единство показаний времени всеми приборами системы. Наличие единого точного времени улучшает организацию труда на предприятиях, способствует повышению производительности труда, качества и эффективности производства, облегчает автоматизацию производственных процессов и приучает к экономии времени. Система единого времени необходима также при решении ряда научных проблем в физике, метеорологии, космологии и др. Они могут обслуживать как определенные территории, так и отдельные объекты, включая и движущиеся (корабли, самолеты и др.).

Система единого времени состоит из первичных часов, группы вторичных часов, линии связи, источника питания и вспомогательной аппаратуры. При помощи линии связи осуществляется автоматическое согласование показаний времени точных первичных часов с группой вторичных часов. Основное назначение вторичных часов — выдавать показание времени, согласованное с первичными часами. Цена деления шкалы вторичных часов 1 мин, 1 с и др. По способу согласования показаний времени между первичными и вторичными часами различают следующие электрочасовые системы (схема 8.1) [77].

1. Электрочасовые системы (ЭЧС) с запросом. В этой системе временная информация от первичных часов поступает на вторичные по запросу потребителя. При этом передаются те показания времени, которые соответствуют моменту получения каждого запроса. Например, телефонная ЭЧС («говорящие часы»).

2. Импульсные ЭЧС. В этой системе осуществляется регулярная передача временной информации от первичных часов на вторичные. Причем временная информация передается в виде однополярных или чередующейся полярности импульсов постоянного тока через строго определенные промежутки времени. Вторичные

Схема 8.1. Классификация электрочасовых систем



часы представляют собой счетчик числа электрических импульсов сигнала времени, поступающего от первичных часов. Следует отметить, что возможные искажения отдельных импульсов суммируются вторичными часами, что приводит, при отсутствии устройства коррекции, к искажению всех последующих показаний времени.

3. Синхронные ЭЧС. В этой системе временная информация на вторичные часы поступает в виде гармонических электрических колебаний фиксированной частоты. В качестве первичных часов может быть использована электрическая станция, вырабатывающая переменный ток стабильной частоты. Этот ток питает синхронный электродвигатель гистерезисного типа.

4. ЭЧС с синхронизацией. В этой системе первичные часы посылают временные сигналы во вторичные часы в виде периодической последовательности электрических импульсов или гармонических колебаний для синхронизации колебаний осциллятора вторичных часов с колебаниями осциллятора первичных часов. В качестве вторичных часов используются самостоятельно работающие (автономные) часы, но более простые в конструктивном отношении и обладающие худшими точностными характеристиками, чем первичные часы. Во вторичных часах предусмотрено устройство для осуществления синхронизации.

5. ЭЧС с коррекцией. В этой системе первичные часы в заранее установленные интервалы времени посылают через каналы связи электрические импульсы во вторичные часы для коррекции их хода. Вторичные часы представляют собой самостоятельно идущие (автономные) часы, но грубее и проще в конструктивном

отношении первичных часов. Вторичные часы содержат корректирующее устройство, устраняющее накопленную ошибку показания в интервале времени между двумя последующими моментами коррекции.

Из всех вышеперечисленных ЭЧС наиболее экономичной и удобной является импульсная ЭЧС. Возможное накопление погрешности вторичных часов может быть устранено путем периодической коррекции. В современных ЭЧС для осуществления регулярной передачи временной информации от первичных часов на вторичные используются в основном проводные (электрические) линии связи и радиолинии. ЭЧС могут иметь собственные линии связи или использовать (абонировать) уже существующие линии, например силовая сеть, радиотрансляционная сеть, телевидение и пр. Как уже указывалось, к линии связи могут быть подключены различные типы вторичных часов: реализующие шкалу времени (осведомляющие), реле времени, программное реле времени (управляющие) или приборы, выполняющие те и другие функции. Кроме приведенной классификации, ЭЧС можно классифицировать по типу централизации структуры, по типу конфигурации информационной сети и пр.

Следует отметить, что ГОСТ 8.129—74 устанавливает порядок передачи размеров единиц времени и частоты и шкал времени от первичного эталона при помощи вторичных эталонов и образцовых средств измерений рабочим средствам измерений с указанием погрешностей и основных методов проверки.

8.2. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОЧАСОВЫХ СИСТЕМ

На рис. 8.1 дана схема ЭЧС СЕВЭНА (система единого времени электрическая, нормализованная, агрегатная), разработанная в НИИчаспроме [52]. СЕВЭНА представляет собой разветвленную ступенчатую систему. Наибольшее число ступеней — четыре. Ступень *I* системы — Государственная служба времени, где главными первичными часами служит Государственный эталон времени. Ступенью *II* являются часовые станции, которые связаны со ступенью *I* посредством радиоканала. Часовая станция содержит радиоприемник, электропервичные кварцевые часы, селектор сигналов времени, блок управления с программным устройством и два транслятора сигналов времени с интервалом 1 с или 1 мин, а также блок сигналов коррекции. Сигнал коррекции передается один раз в час. Ступень *III* системы — вторичные часы (*ВЧ*) со стрелочной и цифровой индикацией и специальные приборы времени технического применения. Эта ступень содержит также маточные вторичные часы (*МВЧ*), имеющие цифровую индикацию и усилитель коммутационных сигналов. В качестве линии связи между ступенями системы *II* и *III* используется силовая распределительная или осветительная сеть. Ступень *IV* системы — простые цифровые индикаторы (*ЦИ*), не содержащие

самостоятельной схемы управления, а управляемые электрическими импульсами от маточных часов ступени III системы с помощью специального кабеля.

Система СЕВЭНА полностью агрегатирована. Это позволяет из ограниченного числа функциональных блоков составить требуемый вариант системы единого времени. Система СЕВЭНА осуществляет автоматическое согласование показаний вторичных

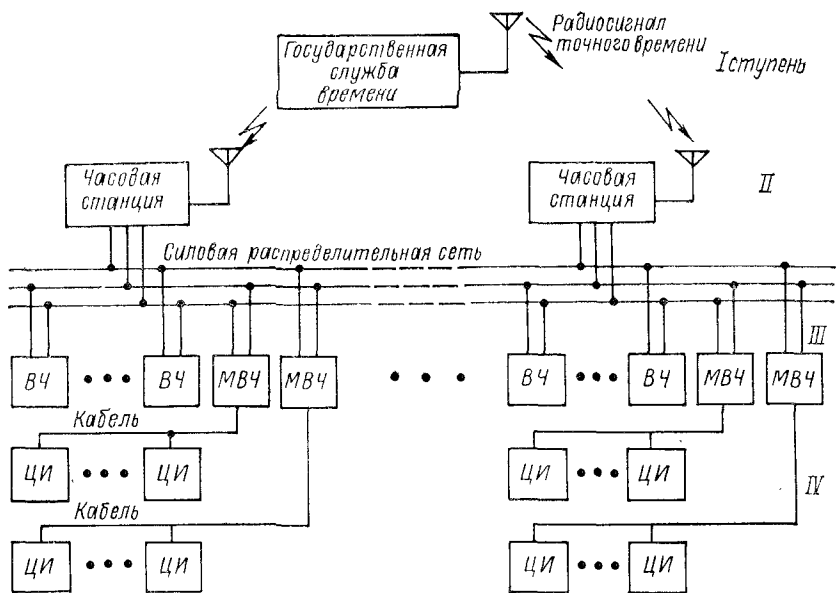


Рис. 8.1. ЭЧС СЕВЭНА

часов, установленных на данной территории или объекте, и обеспечивает бесперебойную работу часов при перерывах в энергообеспечении. Допустимая погрешность вторичных стрелочных и цифровых часов в любом интервале времени ± 7 с. Одна часовая станция обслуживает до 200 МВЧ. К одним маточным часам можно подключить 7—10 цифровых индикаторов. К числу недостатков системы СЕВЭНА следует отнести зависимость параметров импульсов на входе электровторичных часов от характера и степени нагрузки распределительной сети, а также от удаленности вторичных часов от самой станции.

На рис. 8.2 приведена схема городской электрочасовой системы единого времени, разработанной во ВНИИМе им. Менделеева (ГС ВНИИМ). Центральные (кварцевые) часы этой системы (ЦЧ) синхронизированы с сигналами точного времени, передаваемыми Государственной службой времени СССР. Программное устройство (ПУ) центральных часов формирует сигналы управления приборами времени в виде импульсов постоянного тока продол-

жительностью 10 с, задний фронт которого соответствует N ч, 00 мин, 00 с. Генератор сигналов управления приборами времени (УПВ) установлен на центральной станции городской радиотрансляционной сети ЦРС и управляется программным устройством центральных часов по телефонным линиям связи (ТС). Генератор управления (УПВ) преобразует сигнал программно-временного устройства центральных часов в переменное напря-

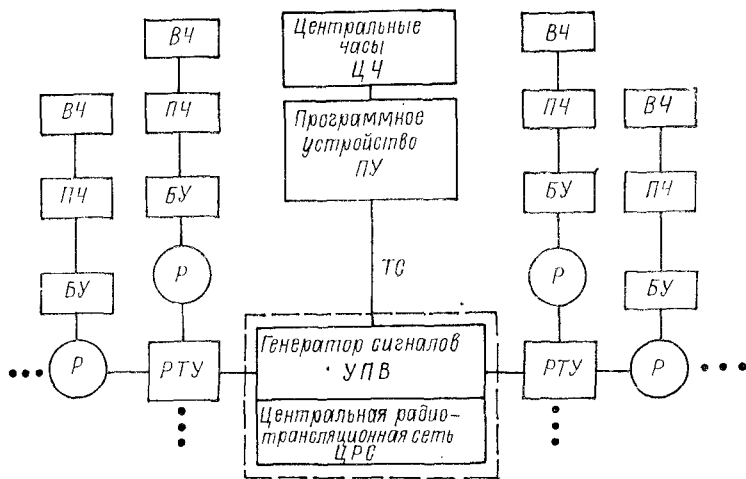


Рис. 8.2. ЭЧС ГС ВНИИМ

жение частотой 12,8 кГц, которое подается на вход радиотрансляционной сети (РТУ) и поступает к гнездам радиотрансляционных точек (Р) города.

Блок коррекции, или блок управления (БУ) первичными маятниковыми часами, предназначен для приема сигналов управления, передаваемых по радиотрансляционной сети, и формирования корректирующих импульсов с целью автоматической привязки показаний маятниковых первичных (ПЧ) и вторичных часов (ВЧ) к центральным (кварцевым) часам. Особенностью этой системы единого времени является использование существующей городской радиотрансляционной сети в качестве канала связи для передачи сигналов коррекции одновременно на все часовые установки, причем канал связи используется лишь один раз в час в течение 2 мин. Использование радиотрансляционной сети существенно упрощает аппаратуру для коррекции хода часов и повышает надежность системы единого времени. В первом варианте исполнения системы единого времени предусматривается установка лишь вторичных уличных часов со стрелочной индикацией и вторичных часов с цифровой электронной индикацией времени. Для уменьшения протяженности дополнительной линии связи электро-

первичные маятниковые часы (ПЧ) размещены в непосредственной близости от управляемых вторичных уличных часов.

На рис. 8.3 представлена структурная схема блока управления (БУ). Узел питания состоит из выпрямителя переменного тока и стабилизатора напряжения. В приемнике сигналов УПВ преобразованный импульс от центральных часов выделяется на фоне радиопередач при помощи резонансного контура, настроенного на частоту 12,8 кГц, и усилителя с частотно-зависимой обратной связью. Выделенный импульс детектируется и после усиления

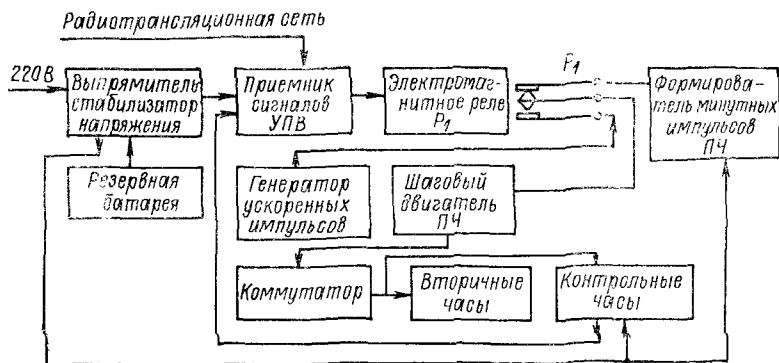


Рис. 8.3. Структурная схема блока управления (БУ)

подается на интегрирующую цепь для ослабления случайной помехи. С выхода интегратора постоянное напряжение подается через транзисторный ключ на обмотку электромагнитного реле P_1 , которое переключает шаговый двигатель от блока формирования минутных знакопеременных импульсов ПЧ к генератору ускоренных импульсов. Контрольные часы подключены к ПЧ и работают от минутных знакопеременных импульсов постоянного тока, формируемых этими часами. Контрольные часы имеют два контакта: первый контакт замкнут программным устройством на 2 мин с момента наступления 60-й минуты каждого часа; второй контакт замкнут в течение первой минуты каждого часа.

Шаговый двигатель, подключенный к генератору ускоренных импульсов, ускоренно вращает стрелочный механизм до тех пор, пока секундная стрелка первичных часов не займет положение, соответствующее N ч, 00 мин и 00 с. Контактнo-кулачковое устройство первичных часов формирует очередной импульс тока в контрольные часы, вследствие чего шаговый двигатель этих часов срабатывает и замыкает второй контакт. При этом происходит отключение генератора ускоренных импульсов и остановка шагового двигателя первичных часов до окончания сигнала коррекции. Как только сигнал коррекции (сигнал УПВ) прекращается, обмотка электромагнитного реле обесточивается и все цепи приходят в исходное положение. Таким образом, автоматическая коррекция

заключается в том, что если в момент подачи сигнала управления секундная стрелка первичных часов не дошла до отметки N ч, 00 мин, 00 с, то произойдет ускоренное вращение стрелок. Если же в момент появления сигнала $УПВ$ секундная стрелка часов уже перешла указанное положение, то произойдет остановка стрелок вследствие отключения шагового двигателя. Включение шагового двигателя происходит в момент окончания сигнала $УПВ$, что соответствует N ч, 00 мин и 00 с. К недостатку данной системы единого времени следует отнести отсутствие обратного контроля показаний вторичных часов*.

Рассмотренные ЭЧС построены по кустовой структуре. В каждом кусте установлены первичные часы (маточные и др.), управляющие вторичными часами. Такие ЭЧС обладают высокой надежностью. При выходе из строя центральных часов (см. рис. 8.2) часовая система продолжает функционировать. При остановке маточных часов выходит из строя лишь одна линия (один куст). Центральные часы (часы часовой станции) являются первичными часами более высокого ранга, т. е. часами, обладающими более высоким классом точности, чем маточные часы. Еще более высоким рангом обладает Государственный первичный эталон, обеспечивающий воспроизведение единиц времени и частоты со средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $1 \cdot 10^{-13}$, при неисключенной систематической погрешности, не превышающей $1 \cdot 10^{-12}$. Государственный первичный эталон содержит: группу квантовых мер частоты, служащих для воспроизведения единиц времени и частоты; группу кварцевых и квантовых часов, служащих для хранения единиц времени и частоты, национальной шкалы автономного времени и шкалы координированного времени; аппаратуру внутренних и внешних сравнений эталона; аппаратуру обеспечения (ГОСТ 8.129—74).

Системы единого времени находят применение и на подвижных объектах, где они используются для решения ряда задач (управление космическими аппаратами, автоматизация взлета и посадки самолета и др.). Бортовые системы единого времени должны обладать высокими точностными характеристиками, высокой помехоустойчивостью, малыми габаритами и др. Для подвижных объектов целесообразно использование импульсных ЭЧС с коррекцией. Такие системы обладают сравнительной простотой и высокой надежностью передаваемой информации.

На рис. 8.4 дана типовая структурная схема ЭЧС для подвижных объектов [75]. Обычно в качестве времязадающего устройства в первичных часах бортовой системы единого времени используется высокочастотный кварцевый или молекулярный генератор. Выходная частота кварцевого генератора первичных часов после деления частоты в блоке делителя поступает в транслятор, где преобразуется в специальные кодированные сигналы, и подается

* А. с. 535548 (СССР).

по радиоканалам связи на вторичные часы. Кодированные сигналы после преобразования в приемнике вторичных часов поступают в пересчетное устройство, осуществляющее формирование сигналов для отсчета времени при помощи индикатора. Сигналы времени образцовых часов могут быть использованы для коррекции показаний первичных часов при помощи изменения коэффициента передачи делителя или регулирования емкости конденсатора (триммера) в схеме генератора. Причем коррекция может

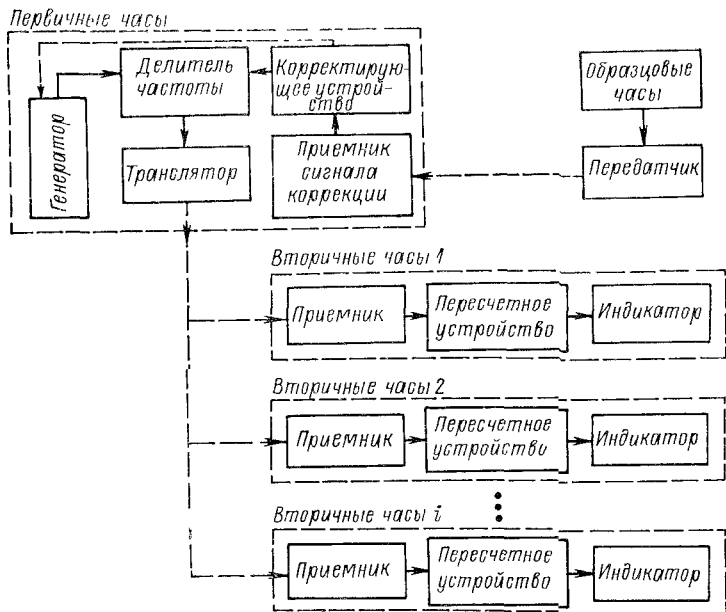


Рис. 8.4. ЭЧС для подвижных объектов

осуществляться по рассогласованию показаний первичных и образцовых часов или другими способами.

На рис. 8.5 приведена схема бортовой импульсной ЭЧС с кварцевыми первичными часами (КПЧ), коррекция хода которых осуществляется по сигналам Государственной службы времени. В качестве вторичных часов (ВЧ) могут быть использованы электронные часы с цифровой индикацией и электромеханические с шаговым двигателем и стрелочной индикацией. В сеть вторичных часов включены: счетчики отработанного резерва (СОР) (двигателей, гироскопов и др.); измеритель времени полета (ИВП); секундомер (С); астроориентир (АО); путепрокладчик (ПП).

Современные технические средства позволяют создать систему единого времени ряда стран, например членов СЭВ, по сигналам точно синхронизированных радиостанций и осуществить частотно-временные программы для управления навигационными и дру-

гими системами. Разработаны системы единого времени со спутниками-ретрансляторами и спутниками-носителями первичных часов [77]. Следует отметить, что Государственная служба времени и частоты (ГСВЧ) СССР обеспечивает потребности различных отраслей науки, техники и народного хозяйства в точном времени и в образцовых частотах.

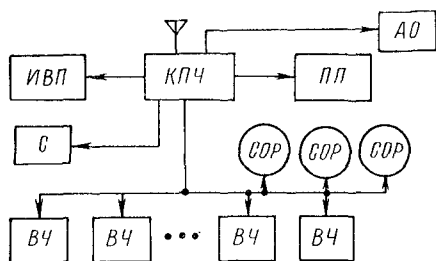


Рис. 8.5. Бортовая ЭЧС

8.3. ЭЛЕКТРОПЕРВИЧНЫЕ И ЭЛЕКТРОВТОРИЧНЫЕ ЧАСЫ

Существующим стандартом (ГОСТ 7412—77) предусматривается изготовление маятниковых и кварцевых первичных часов,

а также часовых станций с маятниковыми и кварцевыми первичными часами для работы в стационарных системах единого времени общего назначения. Стандартом установлены четыре класса точности первичных часов (1—4), которым соответствуют следующие допустимые значения среднего суточного хода (по абсолютному значению): 0,5; 1,0; 1,5; 2,0 с и средние вариации суточного хода 0,25; 0,5; 1,0; 1,5 с. Определены выходные сигналы первичных часов в виде импульсов постоянного тока чередующейся полярности напряжением 6, 12 и 24 В и импульсов постоянного тока отрицательной или положительной полярности напряжением 6 и 12 В. Стандартом предусмотрено устройство для ручной и полуавтоматической (по команде оператора) посылки внеочередных импульсов.

Электропервичные (маточные) часы должны удовлетворять следующим требованиям: осуществлять регулярные посылки в линию вторичных часов импульсов тока требуемой частоты, силы и продолжительности; надежно работать в течение продолжительного времени, не нуждаясь в частом регулировании и замене отдельных деталей и узлов; отличаться стабильностью своих точностных параметров, малой чувствительностью к внешним возмущающим воздействиям и простотой обслуживания. Электропервичные часы могут иметь устройство, автоматически посылающее все пропущенные импульсы тока в линию вторичных часов после восстановления нормальной работы первичных часов.

На рис. 8.6, а приведена структурная схема первичных (маточных) маятниковых часов для импульсной ЭЧС. В часах применен маятник с инварным стержнем. Период колебаний маятника 1 с. При каждом колебании маятника 5 (один раз за период) в электронной системе 4 часов генерируется пульсирующий ток звуковой частоты, который в блоке 3 усиливается, детектируется и поступает в блок 2. В этом блоке происходит формирование

знакопеременных П-образных импульсов постоянного тока определенной продолжительности и уровня с секундным периодом следования. Эти импульсы тока через замкнутый контакт электромагнитного реле *P1* системы коррекции поступают в обмотку шагового двигателя 7 маточных часов и по другой цепи — в систему электропривода 1, возбуждающую автоколебания маятника 5. Шаговый двигатель управляет работой коммутирующего устройства 9 (контактно-кулачковый механизм) формирующего знакопеременные импульсы тока с минутным интервалом следования

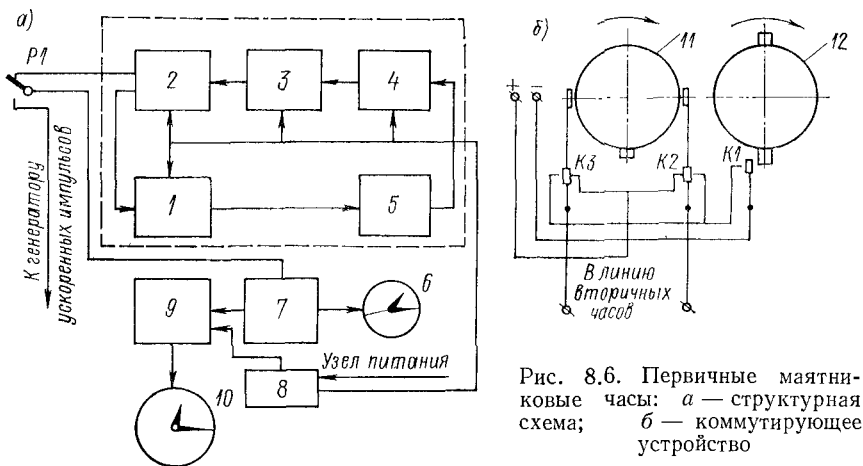


Рис. 8.6. Первичные маятниковые часы: а — структурная схема; б — коммутирующее устройство

в линию вторичных часов 10. Маточные (контрольные) часы имеют стрелочный механизм 6. Для повышения точности функционирования часов предусмотрен стабилизатор напряжения 8.

Шаговый двигатель вращает стрелочный механизм часов и кулачки 11 и 12, коммутирующие через контактные группы *K1*, *K2* и *K3* знакопеременные минутные импульсы в линию вторичных часов (рис. 8.6, б). Кулачки посажены на одну и ту же ось и вращаются со скоростью 1/2 об/мин. Контакты *K1* нормально разомкнуты и замыкаются один раз в минуту с некоторым запаздыванием по отношению к моментам времени переключения контактов *K2* и *K3*. Посылка знакопеременных импульсов тока в линию вторичных часов происходит при переключении поочередно обесточенных контактных групп *K2* и *K3* с последующим замыканием контактов *K1*. Продолжительность импульса 1,5—3 с.

На рис. 8.7 дана структурная схема бесконтактных электропервичных часов. Электронно-механический генератор состоит из низкочастотной колебательной системы 1 и схемы возбуждения автоколебаний 2. Формирователь импульсов 3, подключенный к выходу электронной схемы 2 возбуждения автоколебаний осциллятора (частота 5 Гц), формирует П-образные импульсы с периодом следования 0,2 с. Эти импульсы поступают в блок дели-

теля частоты 4 с коэффициентом деления 300. Минутные импульсы с выхода делителя 4 поступают одновременно в усилитель 5 и управляющий триггер 6 со счетным выходом. Выход триггера (минутные импульсы тока) подключен к усилителю 8 непосредственно и к усилителю 9 через инвертор 7, вследствие чего на вход блока 11 поступают предварительно усиленные импульсы тока поочередно по двум каналам *a* и *b*. Три одинаковых двухкаскадных усилителя 5, 8 и 9 собраны по схеме с общим эмиттером. В блоке 11 происходит преобразование однополярных минутных импульсов

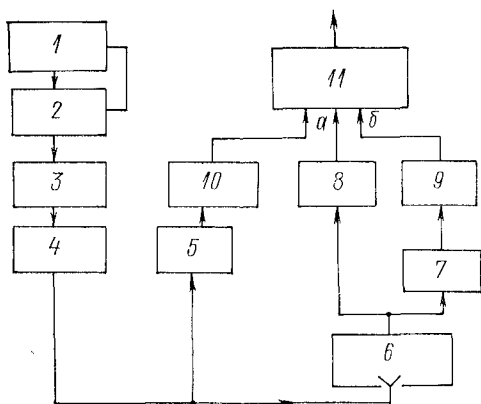


Рис. 8.7. Структурная схема бесконтактных электропервичных часов

постоянного тока в минутные импульсы постоянной полярности для управления вторичными часами. Блок 11 построен по мостовой схеме на тиристорах, которая содержит по одному тиристору в каждом плече моста. К одной диагонали моста подводится питание, а с другой диагонали снимаются выходные сигналы. Длительность выходных импульсов можно регулировать при помощи блока выдержки времени 10 с времязадающей *RC*-цепью. Особенность данной бесконтактной схемы — возможность коммутации мощных выходных знакопеременных импульсов постоянного тока*.

В последнее время все большее развитие получают кодовые часы. Известно, что код представляет собой набор комбинаций, состоящих из различных элементов (элементарных сигналов), причем число различных элементов кода называется его основанием [51]. Весьма прост и удобен двоичный код, т. е. код с основанием 2. Однако такой код не защищен от помех. Поэтому на практике находят применение также и корректирующие коды, выявляющие и исправляющие ошибки. Существенное увеличение помехоустойчивости приема сигналов времени достигается при использовании метода накопления, особенность которого состоит в том, что один и тот же сигнал передается многократно, а в приемном устройстве суммируется (анализируется). Например, если в каком-то разряде приняты три символа 1 и один символ 0, то выходной символ формируется как 1. Пусть искажение отдельных символов — независимые события с вероятностью $P_0 = 10^{-2}$ [51].

*А. с. 607175 (СССР).

Тогда вероятность искажения одного и того же символа лишь при четырех повторениях $P_4 = P_0^4 = 10^{-8}$.

На рис. 8.8 приведена схема кодовых часов для выдачи информации в ЭВМ и в другие устройства о времени от 0 до 24 ч в виде двоично-десятичного поразрядного кода с дискретностью 1 мин. Кварцевые часы (рис. 8.8, а) состоят из кварцевого генератора с выходной частотой 1 МГц, делителя частоты, формирующего выходные электрические импульсы частотой 10 Гц, и коммутатора,

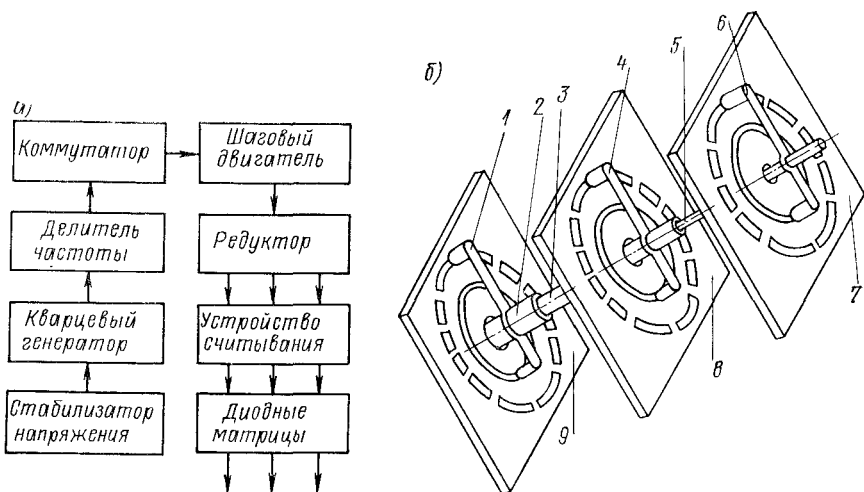


Рис. 8.8. Кодовые часы: а — структурная схема; б — устройство считывания

осуществляющего управление шаговым двигателем. Ход часов корректируется сигналами службы времени. К шаговому двигателю подключен редуктор, выходные оси которого вместе с посаженными на них контактными щетками 1, 4 и 6 (рис. 8.8, б) считывающего устройства совершают скачкообразное вращательное движение. Ось 5 единиц минут совершает один оборот за 10 мин и поворачивается с шагом 36° . Ось 3 десятков минут поворачивается с шагом 30° и совершает один оборот за 2 ч. Наконец, ось 2 совершает один оборот за 24 ч при шаге, равном 30° . Контактные щетки перемещаются по соответствующим контактным платам, на которых печатным способом образованы токопроводящие площадки (ламели), причем плата 7 единиц минут имеет 10 ламелей, а платы единиц и десятков часов 8 и 9 — по 12 ламелей. Электрические сигналы, формируемые при последовательном замыкании контактов кодирующего устройства (щетка—ламель), представляют собой унитарный код времени с шагом 1 мин, 10 мин и 2 ч. Эти сигналы поступают на входы дешифраторов, выполненных в виде диодных матриц, осуществляющих перевод десятичного

кода в двоично-десятичный код с минутной дискретностью и с суточным циклом.

К недостатку кодовых часов следует отнести наличие контактов, существенно ухудшающих надежность функционирования часов. В другом варианте выполнения электромеханических кодовых часов легкие кодовые диски, совершающие скачкообразное вращательное движение, изготовлены из непрозрачного материала, и перфорированы кодом. Параллельный пучок света, прерываемый дисками, падает на фотодиоды, вследствие чего образуются электрические сигналы кода времени.

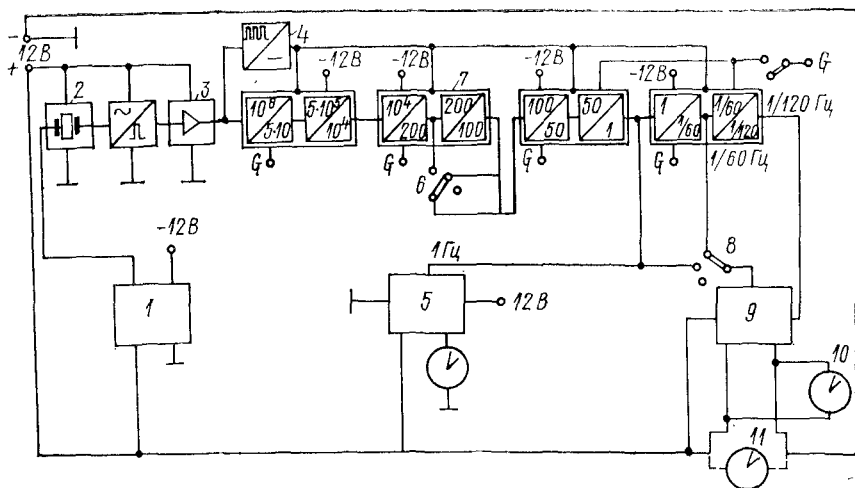


Рис. 8.9. Кварцевые первичные часы

Современные кварцевые первичные часы имеют не только устройство коррекции хода по сигналам службы времени, но и ряд других дополнительных устройств, расширяющих функциональные возможности часов и повышающих надежность функционирования часовой системы.

На рис. 8.9 представлена структурная схема кварцевых первичных часов [88]. Часы состоят из трех основных частей: кварцевый генератор; делитель частоты с устройством установки показаний вторичных часов; усилитель — преобразователь минутных импульсов. В часах использована емкостная трехточечная схема кварцевого генератора 2, которая управляет усилителем 3, подключенным к делителю частоты 7. Выходной сигнал усилителя поступает в блок 4 для получения дополнительного рабочего напряжения питания делителя частоты. В схеме генератора осуществлена термокомпенсация при помощи термочувствительных элементов, вследствие чего отклонение частоты кварцевого генератора от номинального значения составляет $2 \cdot 10^{-6}$ в интервале

температур от 4 до 36 °С. Делитель частоты, в интегральном исполнении по технологии МОП-структур, понижает частоту генератора до 1 Гц для секундного выхода и дальше до 1/60 Гц и 1/120 Гц для получения минутных импульсов тока. Потребляемая мощность 250 мВт. Блок 9 усилителя и преобразователя минутных однополярных импульсов в минутные знакопеременные импульсы постоянного тока выполнен на биполярных транзисторах. Выходной ток 250 мА. К выходу блока подключают около 40 вторичных часов 11 и контрольные часы 10. При помощи переключателя 8 можно отсоединить вторичные часы или включить подстроечное устройство. В этом случае преобразователь минутных знакопеременных импульсов получает частоту 1 Гц от промежуточного выхода делителя. Часы подключены к источнику постоянного тока. Напряжение питания первичных часов 12 В, а вторичных — 12 или 24 В. Все конструктивные элементы кварцевых часов размещены на одной плате размером 138×97 мм.

Предусмотрена возможность включения дополнительных устройств: секундное устройство 5; температурный компенсатор 1; сигнальное устройство. Секундное устройство (приставка) позволяет приводить в действие секундные вторичные часы, программные реле времени и другие приборы технического назначения. Переключателем 6 осуществляется как отключение секундного устройства, так и подгонка показаний секундных вторичных часов. Блок температурного компенсатора предназначен для еще более высокой температурной стабилизации частоты кварцевого генератора. Предусмотрена коррекция хода первичных часов по сигналам службы времени.

В наши дни кварцевые приборы времени в ряде случаев не отвечают возросшим требованиям к точности определения времени. Развитие квантовой радиоэлектроники и физики привело к созданию квантовых мер частоты и времени (КМЧ), обеспечивающих необычайно высокую точность измерения частоты и времени. КМЧ обеспечивают необходимую точность работы программно-временных устройств и систем определения траектории движения искусственных спутников земли и космических аппаратов. Создание квантовомеханических часовых систем позволило успешно решать многие новые научные проблемы и технические задачи.

Квантовые меры частоты и времени разделяются на два класса (ГОСТ 15855—70).

1. Активная квантовая мера частоты. Квантовая мера частоты, в которой используется в качестве опорной частоты излучения электромагнитных волн один из энергетических переходов атомов или молекул.

2. Пассивная квантовая мера частоты. Квантовая мера частоты, в которой используется в качестве опорной частоты поглощения электромагнитных волн одного из энергетических переходов атомов или молекул.

Рассмотрим схему генератора на атомарном водороде. В обычных условиях свободный водород существует в виде молекул, состоящих из двух атомов. Так как молекулы водорода не могут излучать радиоволны, в генераторе используется атомарный водород. Для получения атомарного водорода обычно применяется высокочастотная разрядная трубка (рис. 8.10, а). При электрическом разряде в газообразном водороде происходит разделение молекулы водорода на отдельные атомы. Для создания пучка атомов водорода к разрядной трубке 1 присоединен коллиматор 2.

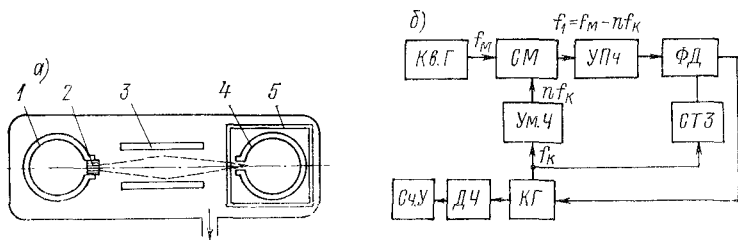


Рис. 8.10. Активная квантовая мера частоты и времени: а — схема генератора на атомарном водороде; б — структурная схема меры частоты и времени

Тонкие трубки коллиматора направляют пучок атомов в камеру, в которой при помощи насоса поддерживается высокий вакуум. Так как атомы электрически нейтральны, то их невозможно сортировать при помощи электрических полей. Но атомы водорода обладают свойством магнетизма.

В пучке имеются два вида атомов: атомы, находящиеся на высшем энергетическом уровне, и атомы, находящиеся на низшем энергетическом уровне, отличающиеся различной ориентацией векторов магнитного момента относительно направления магнитного поля. В водородном генераторе в качестве рабочего перехода используется переход между энергетическими уровнями $F = 1$ и $m_F = 0$ и $F = 0$ $m_F = 0$ сверхтонкой структуры основного состояния атомов водорода при частоте перехода 1420, 405 мГц, слабо зависящего от магнитного поля. Для разделения атомов водорода по энергетическим уровням применяется постоянный магнит специальной формы, создающий неоднородное магнитное поле, подобно тому как в молекулярном генераторе создается неоднородное электрическое поле квадрупольным конденсатором.

Сортирующий шестиполюсный постоянный магнит 3 установлен в вакуумной камере в непосредственной близости от источника пучка. В неоднородном магнитном поле возбужденные атомы, т. е. атомы, находящиеся на высшем энергетическом уровне, способные совершать индуцированное излучение, собираются вдоль оси поля, где напряженность поля равна 0, и фиксируются на отверстии в кварцевой колбе 4, а атомы с низшей энергией рассеиваются.

Для возникновения генерации необходимо, чтобы энергия, отдаваемая резонатору отсортированным атомным пучком, была равна энергии, рассеиваемой в резонаторе. Для увеличения энергии, отдаваемой резонатору, следует или увеличить поток атомов в пучке, или увеличить время взаимодействия возбужденных атомов с полем в резонаторе. Увеличение времени взаимодействия возбужденных атомов с полем в резонаторе достигается при помощи накопительной колбы 4, установленной внутри цилиндрического резонатора 5.

Колба изготовлена из плавленого кварца с толщиной стенок порядка 1 мм и внутри покрыта тонкой пленкой тефлона, молекулы которого очень слабо взаимодействуют с атомами водорода. Поэтому атомы не теряют своей энергии при соударениях с поверхностью колбы. Соотношение между площадью отверстия и внутренней поверхностью колбы выбирается таким, чтобы атом успел излучить радиоволну прежде, чем выйти из отверстия колбы. При диаметре колбы 160 мм и диаметре входного отверстия 2 мм среднее время пролета атома в колбе около 1 с. За это время атом совершает 10^4 — 10^5 столкновений с поверхностью колбы. В пространстве около резонатора вакуум должен составлять около $1,33 \cdot 10^{-5}$ Н/м². При этом достигается существенное ослабление влияния дестабилизирующих факторов на частоту колебаний путем уменьшения ширины спектральной линии.

Обычно в водородном генераторе используется резонатор цилиндрической формы, изготовленный из ситалла или другого материала и покрытый слоем серебра на внутренней поверхности. Добротность такого резонатора равна около $6 \cdot 10^4$, если длина его L равна диаметру D ($L = D = 280$ мм). Для уменьшения влияния окружающей температуры на частоту колебаний резонатора его помещают в термостат. Уменьшение влияния магнитного поля Земли и других внешних магнитных полей достигается путем магнитного экранирования. Резонатор помещают в трехслойный магнитный экран, изготовленный из магнитно-мягкого материала. Ненагруженный резонатор настроен на частоту 1420, 405 мГц сверхтонкого перехода энергетических уровней атомов водорода. Практически на этой частоте и происходит самовозбуждение резонатора. На точность воспроизводимости частоты водородного генератора оказывает влияние сдвиг частоты вследствие взаимодействия пучка атомов водорода со стенками колбы, а также погрешности изготовления резонатора.

В качестве примера приведем некоторые данные модели отечественного водородного КМЧ марки 41-46. Модель конструктивно выполнена в виде стойки с размерами $570 \times 900 \times 1985$ мм³, коллиматор имеет диаметр 0,9 мм, длину 0,6 мм и диаметр каналов 25 мкм. Насос обеспечивает вакуум в накопительной колбе $1,33 \cdot 10^{-5}$ Н/м², а в первой камере — около $4 \cdot 10^{-4}$ Н/м². Резонатор состоит из ситаллового цилиндра с внутренним диаметром 280 мм, высотой 290 мм и ситалловых верхней и нижней крышек. Двухступенчатый термостат создает постоянство температуры с точностью до $\pm 0,03^\circ$ С в диапазоне изменения окружающей температуры 10—35° С. Точностные характеристики водородного КМЧ [20]:

воспроизводимость частоты от образца к образцу $5 \cdot 10^{-13}$; систематические изменения воспроизводимой частоты за 1 год $1 \cdot 10^{-12}$; долговременная нестабильность частоты (за одни сутки) $2 \cdot 10^{-14}$; кратковременная нестабильность частоты (1 с) $5 \cdot 10^{-13}$.

Выходная частота излучения электромагнитных колебаний квантовых генераторов и дискриминаторов расположена в сверхвысокочастотном диапазоне. Между тем практическое применение обычно имеют сравнительно низкие частоты стабильных колебаний, например, в системах службы времени, электрочасовых системах с индикацией секунд, минут и часов. Существуют специальные схемы, позволяющие перенести высокую стабильность квантового генератора или дискриминатора на сравнительно низкочастотный, но более мощный генератор, обычно кварцевый.

На рис. 8.10, б дана структурная схема активной квантовой меры частоты и времени с фазовой автоподстройкой частоты [20]. Частота колебаний подстраиваемого кварцевого генератора (КГ) f_k после предварительного умножения в умножителе частоты (УМЧ) в n раз сравнивается с частотой колебания f_m квантового генератора (КвГ), при помощи смесителя (СМ). На выходе смесителя вырабатывается разность частот $f_1 = f_m - n f_k$, которая подается на вход усилителя промежуточной частоты (УПЧ). В фазовом детекторе (ФД) происходит сравнение фазы выходной частоты колебаний (УПЧ) с фазой частоты колебаний синтезатора (СТЗ). При этом фазовый детектор вырабатывает сигнал рассогласования, который подводится к кварцевому генератору для синхронизации его частоты с частотой квантового генератора. Для отсчета времени (частоты) к кварцевому генератору подключено счетное устройство (СЧУ) через делитель частоты (ДЧ).

Существующий ГОСТ 22527—77 предусматривает выпуск стрелочных и цифровых электровторичных часов с минутным и секундным отсчетом для работы в стационарных системах единого времени общего назначения. Установлены следующие входные сигналы: частотный сигнал от сети переменного тока при напряжении 220 В и допуске отклонения напряжения от номинального значения $+10$ и -15% , частота сигнала 50 ± 1 Гц; импульсы постоянного тока чередующейся полярности при напряжении 5, 12, 24 В; импульсы постоянного тока положительной или отрицательной полярности при напряжении 6, 12 В и допуске отклонения напряжения от номинального значения $\pm 25\%$.

На схеме 8.2 приведена краткая классификация вторичных часов синхронной и импульсной ЭЧС. Вторичные часы делятся на два класса: электромеханические и электронные. Электромеханические вторичные часы могут иметь синхронный электродвигатель в качестве интегратора или шаговый двигатель с односторонним вращением ротора, или реже с возвратно-поступательным движением якоря электромагнита. В последнем случае предусмотрен преобразователь для получения вращательного движения стрелочного механизма.

Схема 8.2. Классификация электровторичных часов



В ВЧ синхронной ЭЧС используется синхронный электродвигатель реактивного типа. При частоте питающего переменного тока f , Гц, частота вращения ротора двигателя $n_c = \frac{2\pi f}{p}$, 1/с, где p — число пар полюсов ротора. Вторичные часы с шаговым двигателем импульсной ЭЧС функционируют от однополярных или разнополярных П-образных импульсов постоянного тока. Индикация времени — стрелочная, значительно реже — цифровая механическая.

Электронные вторичные цифровые часы могут функционировать как от сигналов времени в виде гармонических электрических колебаний, так и от дискретной последовательности электрических импульсов. Вместо электродвигателя используется электронный счетчик числа импульсов.

Вторичные часы обычно изготавливаются крупными сериями и часто устанавливаются на открытом воздухе и в помещениях, насыщенных газами, парами и пр. Качество и надежность вторичных часов может быть повышена при достижении высокого уровня

нормализации и унификации, взаимозаменяемости деталей и узлов, технологичности конструкции. Это позволяет организовать автоматизацию сборочных работ и контрольных операций, что дает существенный экономический эффект.

Шаговые двигатели, применяемые во вторичных часах, должны обладать при сравнительно малых габаритах высоким к. п. д. Они не должны быть чувствительны к некоторому изменению амплитуды и формы управляющего сигнала, к электрическим импульсам случайного характера и иметь надежную магнитную фиксацию ротора при обесточенных обмотках возбуждения. Механизм вторичных часов не должен быть чувствителен к некоторому изменению положения в пространстве, изменению температуры окружающей среды в определенных пределах, повышенной влажности и не подвергаться коррозии. Перечисленным условиям лучше всего удовлетворяют шаговые двигатели с активным ротором, которые работают от знакопеременных импульсов постоянного тока.

Перспективным направлением развития часовых систем является создание на основе больших интегральных схем малогабаритных электронных вторичных кодовых часов с цифровой индикацией.

8.4. МЕХАНИЗМЫ КОРРЕКЦИИ. РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

В часовых системах для исключения накопленной ошибки показаний времени вторичными часами (ВЧ-ретрансляторы, синхронные ВЧ) широко используется автоматическая коррекция погрешности по сигналам службы времени. Автоматическая коррекция переменной погрешности часов за некоторый интервал времени осуществляется путем воздействия на оконечное (фазоизмерительное) устройство для установки показаний часов на точное время, как это осуществлено в электрочасовой системе ГС ВНИИМ (см. п. 8.2).

В электронных вторичных часах с цифровой индикацией автоматическая коррекция может осуществляться путем изменения коэффициента деления электронного делителя частоты генератора в течение фиксированного интервала времени. Коррекция производится управляющим устройством по результатам сопоставления в фазовом дискриминаторе корректирующих сигналов с соответствующими сигналами корректируемых часов.

На рис. 8.11 приведена схема радиокорректирующего устройства с колебательной системой баланс—волосок в качестве селектора. Автоматическая коррекция осуществляется 2 раза в сутки ровно в 12 ч, 0 мин, 0 с по сигналам поверки времени, передаваемым по радиотрансляционной сети (РТС). Радиокорректирующее устройство (РКУ) состоит из следующих частей: контактная группа; колебательная система баланс—волосок с магнитоэлектрическим приводом; электронная схема формирования импульса

привода; преобразователь движения баланса и исполнительный элемент. К часовому колесу 15 жестко присоединено пластмассовое сигнальное колесо 13 с контактными пластинами. При вращении колеса вместе с втулкой 14 контактная группа 16 скользит по поверхности сигнального колеса и достигает выступа контактной пластины. При этом происходит замыкание электрической цепи схемы формирования импульса привода 12 магнитоэлектрической колебательной системы баланс—волосок 9 и 10. К балансу

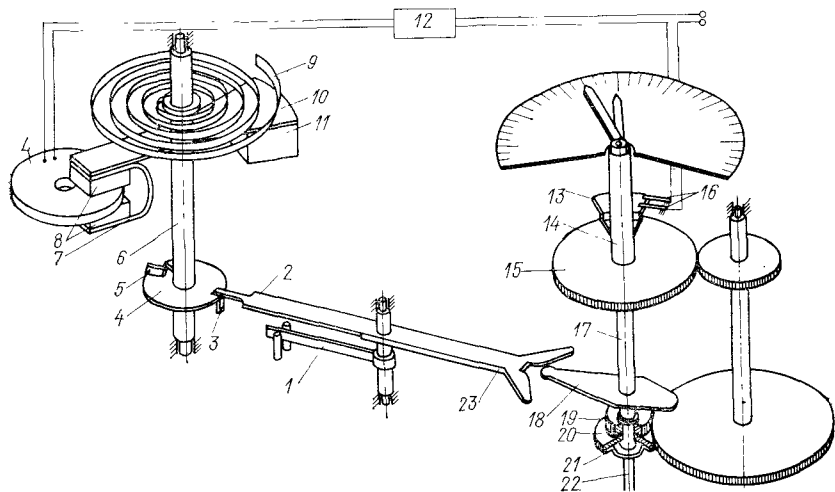


Рис. 8.11. Корректирующее устройство

су 10, посаженному на ось 6, присоединена скоба 7 из магнитно-мягкого материала, несущая два постоянных магнита 8. В рабочем зазоре магнитов установлена катушка L привода. Для уравновешивания баланса предусмотрен противовес 11. Период колебаний баланса равен 1 с.

Замыкание электрической цепи происходит приблизительно за 6 мин до начала коррекции и продолжается в течение 12 мин до момента разрыва электрической цепи. Во время сеанса коррекции с выхода электронной схемы формирования импульса привода 12 поступают в обмотку катушки L сигналы проверки времени, сформированные в виде шести последовательных импульсов постоянного тока П-образной формы с интервалом в 1 с и длительностью 0,1 с. Уровень импульсов, равный 3 В, не зависит от возможных колебаний уровня входного сигнала. Эти импульсы постепенно раскачивают баланс 10. После четырех-пяти импульсов амплитуда колебаний баланса достигает значения $\Phi = 150 \div 155^\circ$, которая достаточна для того, чтобы палета 5 переместила пружинящую часть вилки 2 под диск 4, посаженный на ось баланса. При прохождении балансом положения равновесия импульсный

штифт 3 диска поворачивает вилку, преодолевая сопротивление фиксирующей пружины 1. При этом утолщенный V-образный конец вилки 23 взаимодействует с рычагом 18, жестко установленным на втулку 17 минутной стрелки, вследствие чего происходит поворот этой втулки относительно центральной оси 22 и установка минутной стрелки на нулевое деление шкалы (12 ч, 0 мин, 0 с). Центральное колесо 20 с центральным трибом 19 установлены на втулку 17 с трением, которое достигается при помощи фрикционного устройства 21. Передача движения от триба 19 на часовое колесо 15 осуществляется обычным способом. Поскольку взаимодействие импульсного штифта 3 с вилкой происходит при движении баланса в обоих направлениях (при $\Phi \geq \geq 150^\circ$), то корректирующее устройство исправляет накопленную как положительную, так и отрицательную погрешность. Зона коррекции равна ± 3 мин.

Для того чтобы при первом же импульсе баланс «брал с места» предусмотрено начальное смещение $h_n = r - h_0$ (или φ_{cm}) геометрического центра постоянных магнитов радиуса r магнитной системы от центра импульсной катушки радиуса r_k в положении равновесия баланса (рис. 8.12, а и б). При протекании тока i_n по обмотке импульсной катушки возбуждается момент импульса, определяемый по формуле (6.28), в которую следует подставить значение $S(\varphi)_{cp}$, определяемое в соответствии с рис. 8.12, в. Так как колебания баланса происходят с малыми скоростями, то пренебрегаем индукционной э. д. с. e_n , наводимой в обмотке катушки, по сравнению с напряжением U источника питания. Кроме того, суммарный момент трения в свободно колеблющемся балансе аппроксимируем постоянным моментом трения $M_T = = K\rho$, не зависящим от скорости, где ρ — интегральный коэффициент постоянного трения; K — жесткость волоска. Для того чтобы баланс при действии первого импульса отклонился от положения равновесия на некоторый угол φ_{11} , необходимо выполнение условия

$$M_n\varphi_{11} \geq M_T\varphi_{11} + 1/2K(\varphi_{11})^2.$$

Рассмотрим процесс раскачивания баланса под воздействием импульсов энергии, сообщаемых балансу с интервалом в 1 с, равным периоду свободных колебаний баланса.

Движение баланса под воздействием первого импульса описывается уравнением (движение против часовой стрелки)

$$I_6\ddot{\varphi} + K\varphi + M_T - M_n = 0 \quad (\text{при } t=0, \varphi=0 \text{ и } \dot{\varphi}=0) \quad (8.1)$$

Решая уравнение (8.1), получим

$$\varphi = \rho_1(1 - \cos \omega t); \quad \rho_1 = (M_n - M_T)/K; \quad \omega^2 = K/I_6;$$

$$\dot{\varphi} = \omega \sqrt{\varphi(2\rho_1 - \varphi)}; \quad t = 1/\omega \arccos \frac{\varphi - \rho_1}{\rho_1}. \quad (8.2)$$

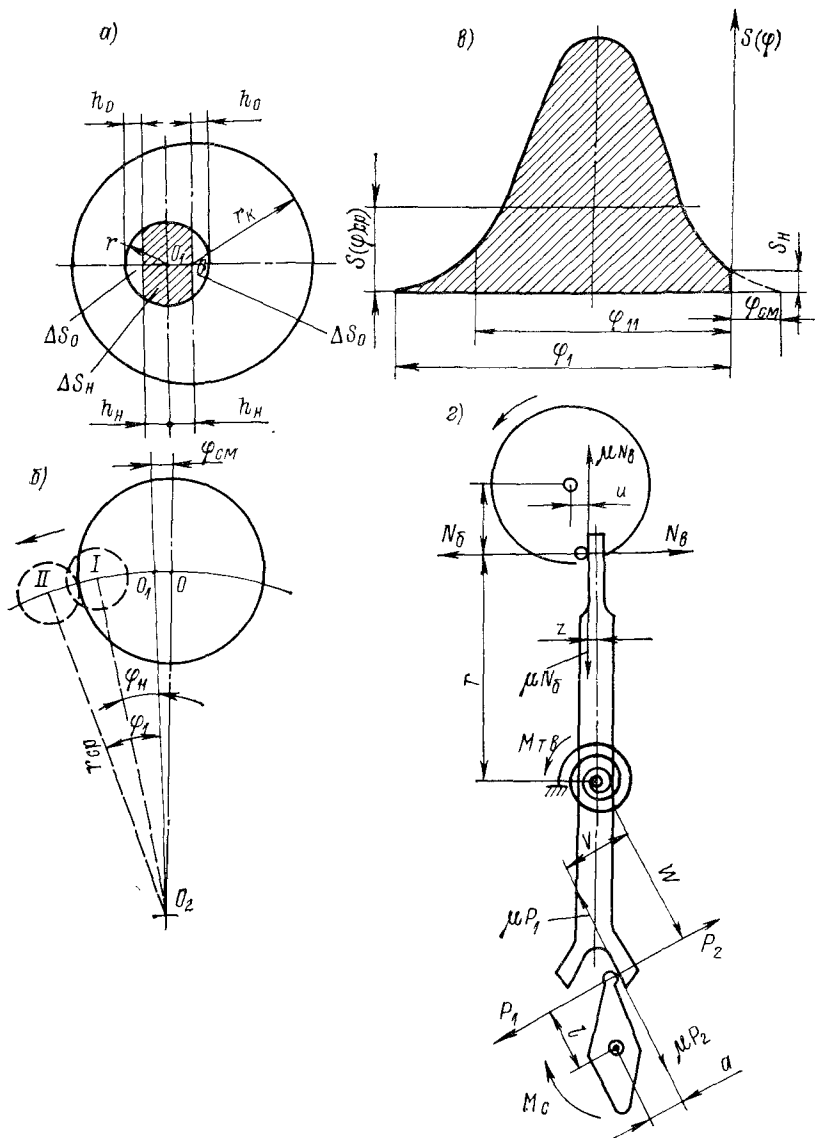


Рис. 8.12. Схемы к расчету корректирующего устройства

Пусть τ — длительность импульса (0,1 с). В конце импульса баланс может занять одно из двух положений:

$\varphi = \varphi_1$ при $t \ll \tau$ и $\varphi = \varphi_{11}$ при $t = \tau$ (рис. 8.12, б). В дальнейшем возьмем первый случай ($\varphi = \varphi_1$). При этом

$$\dot{\varphi}_1 = \omega \sqrt{\varphi_1(2\rho_1 - \varphi_1)}.$$

Движение баланса по инерции описывается (8.1) при $M_n = 0$. Начальные условия: $t = 0$ при $\varphi_0 = \varphi_1$ и $\dot{\varphi}_0 = \dot{\varphi}_1$. В результате решения уравнения получим угловую скорость баланса

$$\dot{\varphi} = \omega \sqrt{(\dot{\varphi}_1/\omega)^2 + (\varphi_1 + \rho)^2 - (\varphi + \rho)^2}.$$

Если через Φ_1 обозначить левую амплитуду колебаний баланса, то при $\varphi = \Phi_1$ скорость $\dot{\varphi} = 0$. Учитывая $\dot{\varphi}_1$, будем иметь

$$\Phi_1 = \sqrt{2\varphi_1 M_n / K + \rho^2} - \rho.$$

Так как движение баланса в обратном направлении свободное, то правая амплитуда $\Phi_1 - 2\rho$. Через 3/4 периода свободных колебаний баланс вновь проходит через положение равновесия, имея угловую скорость $\dot{\varphi}_2 = \omega(\Phi_1 - 3\rho)$. Уравнение движения баланса в интервале угла поворота от 0 до φ_1 такое же, как и (8.1). Начальные условия: $t = 0$ при $\varphi_0 = 0$ и $\dot{\varphi}_0 = \dot{\varphi}_2$. В результате решения уравнения получим угловую скорость баланса при $\varphi = \varphi_1$

$$\dot{\varphi}_3 = \omega \sqrt{(\dot{\varphi}_2/\omega)^2 + \varphi_1(2\rho_1 - \varphi_1)}.$$

Дальше движение баланса происходит по инерции с угловой скоростью

$$\dot{\varphi} = \omega \sqrt{(\dot{\varphi}_3/\omega)^2 + (\varphi_1 + \rho)^2 - (\varphi + \rho)^2}.$$

При $\varphi = \Phi_2$ $\dot{\varphi} = 0$, где Φ_2 — левая амплитуда колебаний баланса при втором колебании. Учитывая $\dot{\varphi}_3$, получим

$$\Phi_2 = \sqrt{(\Phi_1 - 3\rho)^2 + \frac{2\varphi_1 M_n}{K} + \rho^2} - \rho.$$

Аналогично левая амплитуда i -го колебания баланса

$$\Phi_i = \sqrt{(\Phi_{i-1} - 3\rho)^2 + \frac{2\varphi_1 M_n}{K} + \rho^2} - \rho. \quad (i < 6) \quad (8.3)$$

Угловая скорость баланса в момент прохождения положения равновесия при i -м колебании против часовой стрелки

$$\dot{\varphi}_i = \omega(\Phi_{i-1} - 3\rho).$$

Параметры импульсной катушки, магнитной системы и ток импульса должны быть выбраны таким образом, чтобы при $i = 4 \div 5$ амплитуда колебаний баланса

$$\Phi_i = 150 \div 160^\circ. \quad (8.4)$$

Допустим, что после пяти импульсов ($i = 5$) амплитуда колебаний баланса оказалась достаточной ($\Phi = 150 \div 155^\circ$) для того, чтобы палета 5 диска изогнула свободный конец пружинящей части вилки в такое положение, при котором происходит встреча импульсного штифта 3 с вилкой 2 (см. рис. 8.11) при прохождении балансом положения равновесия. При этом скорость баланса $\dot{\varphi}_5 = \omega (\Phi_4 - 3\rho)$.

При дальнейшем движении баланса вместе с вилкой при $\varphi = \varphi_2$ произойдет замыкание кинематической цепи баланс—вилка—втулка минутной стрелки, которое может сопровождаться ударом. Но так как момент инерции баланса значительно больше моментов инерции вилки и узла минутной стрелки (примерно в 300 раз), то в результате удара скорость баланса уменьшается незначительно (примерно на 1,5%). Скорость баланса непосредственно до замыкания кинематической цепи

$$\dot{\varphi}_0 = \omega \sqrt{(\dot{\varphi}_5/\omega)^2 - \varphi_2 - 2\varphi_2\rho_a};$$

$$\rho_a = \rho + 1/r(b + \mu u)(M_{\text{пр}} + M_{\text{т.в}})1/K,$$

где $M_{\text{пр}}$ и $M_{\text{т.в}}$ — противодействующий момент фиксирующей пружины и момент трения в опорах вилки; b, u, r — показаны на рис. 8.12, г. В конструкциях установка минутной стрелки в исходное положение, т. е. коррекция осуществляется ведущим звеном (балансом) через замкнутую рычажную систему: баланс — вилка—втулка минутной стрелки. При этом уравнения совместного движения баланса, вилки и узла минутной стрелки будут:

$$\left. \begin{aligned} I_6\ddot{\varphi} + K\varphi + N_6(b + \mu u) + M_{\text{т.с}} &= 0; \\ I_B\ddot{\gamma} + c\gamma - N_6r + P_2(\omega + \mu v) + M_{\text{т.в}} &= 0; \\ I_T\ddot{\psi} - P_1(l + \mu a) + M_{\text{т.с}} &= 0; \\ \gamma &= i_1\varphi; \quad \psi = i_2\varphi. \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

Здесь N_6, N_B, P_1, P_2 — силы, действующие на рычажную систему ($N_6 = N_B; P_1 = P_2$); $M_{\text{т.с}}$ — момент трения узла минутной стрелки; c — жесткость пружины вилки; i_1 и i_2 — передаточные отношения. Уравнение (8.5) приводится к виду

$$\ddot{\varphi} + \omega_2^2\varphi = -\omega_2^2\rho_2, \quad (8.6)$$

где

$$\omega_2^2 = K_1/I_{\text{пр}}, \quad I_{\text{пр}} = I_6 + i_1f(\varphi)_{\text{ср}} I_B + i_2F(\varphi)_{\text{ср}} I_M;$$

$$\rho_2 = 1/K[F(\varphi)_{\text{ср}} M_{\text{т.с}} + f(\varphi)_{\text{ср}} M_{\text{т.в}}]; \quad K_1 = K + i_1cf(\varphi)_{\text{ср}};$$

$$F(\varphi)_{\text{ср}} = \frac{\omega + \mu v}{l + \mu a} f(\varphi)_{\text{ср}}; \quad f(\varphi)_{\text{ср}} = 1/r(b + \mu u).$$

Решая уравнение (8.6) при $t = 0$, $\varphi = \varphi_2$ и $\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_0$, получим:

$$\dot{\varphi} = \omega_2 \sqrt{(\dot{\varphi}_0/\omega_2)^2 + (\varphi_2 + \rho_2)^2 - (\varphi + \rho_2)^2}. \quad (8.7)$$

Пусть для осуществления коррекции необходимо повернуть ось минутной стрелки на $\Delta\psi_c = i_2\Delta\varphi_c$. Подставив в выражение (8.7) $\varphi = \varphi_2 + \Delta\varphi_c$, получим угловую скорость баланса в конце коррекции

$$\dot{\varphi}_1 = \omega_2 \sqrt{(\dot{\varphi}_0/\omega_2)^2 - 2\Delta\varphi_c(\varphi_2 + \rho_2 + 1/2\Delta\varphi_c)}.$$

Необходимо, чтобы

$$(\dot{\varphi}_0/\omega_2)^2 \gg 2\Delta\varphi_c(\varphi_2 + \rho_2 + 1/2\Delta\varphi_c). \quad (8.8)$$

Итак, надежное функционирование автоматической коррекции может быть достигнуто при условии, если параметры механизма коррекции определены таким образом, где удовлетворяются условия (8.4) и (8.8).

Возьмем следующие исходные данные; $\varphi_1 = 30^\circ$; $\rho = 12$; $K = 0,64 \cdot 10^{-3}$ Н·м
 $B = 0,14$ Т; $i_n = 0,085$ А; $R_n = 35$ Ом, $r_{ср} = 24 \cdot 10^{-3}$ м; $k_3 = 0,5$; $d_n = 0,162 \times$
 $\times 10^{-3}$ м; $r = 8 \cdot 10^{-3}$ м; $U = 3$ В. $I_G = 1,65 \cdot 10^{-5}$ кг·м², $I_B = 8 \cdot 10^{-8}$ кг·м²;
 $I_M = 5 \cdot 10^{-8}$ кг·м²; $\dot{\varphi}_0 = 13,6$ 1/с; $\mu = 0,15$; $l = 6 \cdot 10^{-3}$ м; $a = 8 \cdot 10^{-3}$ м; $b =$
 $= 6 \cdot 10^{-3}$ м; $u = 2 \cdot 10^{-3}$ м; $\omega = 20 \cdot 10^{-3}$ м; $v = 10 \cdot 10^{-3}$ м.

Пользуясь (8.3), получим следующие последовательные значения амплитуд колебаний баланса: $\Phi_1 = 69$; $\Phi_2 = 108$; $\Phi_3 = 130$; $\Phi_4 = 144$; $\Phi_5 = 155^\circ$. Скорость баланса в конце сеанса коррекции $\dot{\varphi}_1 = 11,5$ с⁻¹.

8.5. МЕХАНИЗМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ. РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Явление синхронизации заключается в том, что если несколько осцилляторов, при отсутствии взаимодействия между ними, совершают колебания с различными частотами, то при наложении тех или иных связей между ними они начинают колебаться с одинаковыми, кратными или находящимися в рациональных соотношениях частотами. Причем между колебаниями осцилляторов устанавливаются вполне определенные амплитудные и фазовые соотношения. Различают синхронизацию взаимную и принудительную. Связь между осцилляторами при синхронизации может осуществляться различными способами: связь по инерционным силам (индуктивная); связь по силам трения; связь по силам упругости (емкости) и т. д. В приборах времени обычно применяются системы с принудительной синхронизацией. В этих системах осциллятор точных часов периодически воздействует на осциллятор грубых (дешевых) часов. При определенных условиях осциллятор грубых часов начнет колебаться с определенным ритмом и период его колебаний становится близким к периоду колебаний осциллятора точных часов. Точные часы мы назовем главными — синхронизирующими, а грубые — вторичными, или синхронизируемыми.

Синхронизируемые часы представляют собой обычные автономные часы, т. е. часы с собственным источником движения, или часы более простой конструкции, лишенные собственного источника движения. В последнем случае синхронизирующие им-

пульсы одновременно возбуждают колебательное движение часового осциллятора, компенсируя потери на преодоления трения и исправляют возможные отклонения периода колебаний осциллятора от установленного значения.

Наружный конец волоска 3 присоединен к свободному концу тяги 2 (рис. 8.13, а), другой конец тяги присоединен к эксцентрику 1, приводимому во вращение синхронным электродвигателем, питаемым от сети переменного тока стабильной частоты. Тяга совершает возвратно-поступательное движение, сообщая

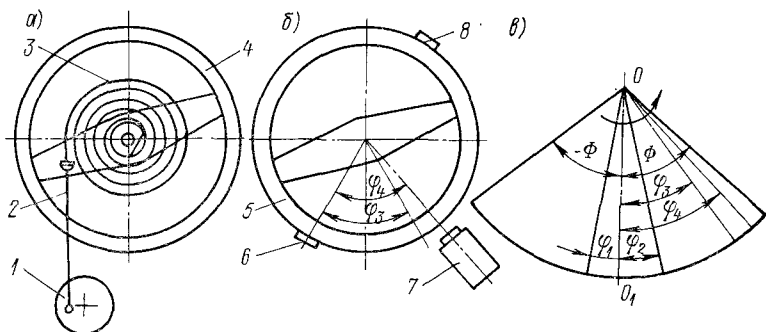


Рис. 8.13. Схемы синхронизации колебаний системы баланс—волосок

балансу 4 синхронизирующие импульсы в потенциальной форме. На рис. 8.13, б колебательная система баланс—волосок синхронизируемых часов совершает колебание под действием импульсов, поступающих от системы хода. Синхронизирующая система состоит из легкого якоря 6, приклеенного к ободу латунного баланса 5, и электромагнита 7. Угол между якорем и электромагнитом в положении равновесия баланса равен φ_4 (рис. 8.13, в). Для уравновешивания баланса предусмотрен противовес 8. Обмотка электромагнита возбуждается импульсами тока стабильной частоты.

Рассмотрим схему на рис. 8.13, а. Пусть дополнительное периодическое смещение наружного конца волоска вследствие воздействия эксцентрика будет $\varphi_0 \sin pt$. Крутящий момент волоска $M_{\text{в}} = K(\varphi - \varphi_0 \sin pt)$.

Уравнение движения баланса

$$I_6 \ddot{\varphi} + K(\varphi - \varphi_0 \sin pt) + h\dot{\varphi} = 0,$$

или

$$\ddot{\varphi} + 2\delta\dot{\varphi} + \omega^2\varphi = A \sin pt,$$

где $2\delta = h/I_6$; $\omega^2 = K/I_6$; $A = K/I_6\varphi_0$; $\omega^2 > \delta^2$.

В установившемся режиме баланс будет совершать вынужденные колебания

$$\varphi = \frac{K\varphi_0 \sin(pt - \gamma)}{I_6 \sqrt{(\omega^2 - p^2)^2 + 4\delta^2 p^2}}; \quad \text{tg } \gamma = \frac{2\delta p}{\omega^2 - p^2}.$$

Период колебаний баланса $T = 2\pi/p$ равен периоду синхронизирующих колебаний. Синхронизированные и синхронизирующие колебания имеют разность фаз γ благодаря наличию трения в синхронизируемом осцилляторе.

Уравнение движения осциллятора с учетом воздействия системы синхронизации (рис. 8.13, б)

$$I_0 \ddot{\varphi} + K(\varphi + \varepsilon \varphi^3) + h\dot{\varphi} = f(\varphi, \dot{\varphi}) + M_c,$$

или

$$\ddot{\varphi} + \omega^2 \varphi = \omega^2 F(\varphi, \dot{\varphi}), \quad (8.9)$$

где

$$F(\varphi, \dot{\varphi}) = \varepsilon \varphi^3 - h/K \dot{\varphi} + 1/K f(\varphi, \dot{\varphi}) + M_c/K;$$

M_c — момент синхронизации; $f(\varphi, \dot{\varphi})$ — возмущающий момент, вносимый системой хода привода. Для решения уравнения (8.9) применим метод гармонической линейаризации. При определении коэффициентов гармонической линейаризации следует учитывать, что угол синхронизации равен $\varphi_4 - \varphi_3$, а угол импульса в интервале которого происходит взаимодействие осциллятора с системой привода равен $\lambda = |\varphi_1 + \varphi_2|$ (рис. 8.13, б). Выполнив соответствующие вычисления, получим:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\omega}{2\Phi} \left[-b_0 \Phi^2 + \Phi h_n + \frac{M_c}{\pi K} (\varphi_4 - \varphi_3) \right], \quad b_0 = h/\sqrt{IK}; \quad (8.10)$$

$$- \frac{1}{\omega} \frac{d\psi}{dt} = \frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86400} =$$

$$= \frac{1}{2\Phi} \left[-\frac{3}{4} \varepsilon \Phi^3 + q_n + \frac{M_c}{\pi K} (\sqrt{1 - (\varphi_3/\Phi)^2} - \sqrt{1 - (\varphi_4/\Phi)^2}) \right], \quad (8.11)$$

или при $\varphi_3/\Phi \ll 1$ и $\varphi_4/\Phi \ll 1$

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86400} = \frac{1}{2\Phi} \left[-\frac{3}{4} \varepsilon \Phi^3 + q_n + \frac{M_c}{\pi K \Phi^2} (\varphi_3 + \varphi_4)(\varphi_4 - \varphi_3) \right], \quad (8.12)$$

где

$$h_n = \frac{1}{\pi K} \int_{\eta_1}^{\eta_2} f(\Phi \sin \eta, \Phi \omega \cos \eta) \cos \eta d\eta;$$

$$q_n = \frac{1}{\pi K} \int_{\eta_1}^{\eta_2} f(\Phi \sin \eta, \Phi \omega \cos \eta) \sin \eta d\eta.$$

Из выражения (8.11) видно, что положительный импульс, сообщаемый осциллятору после положения равновесия, увеличивает период колебаний. Причем чем дальше от положения равновесия сообщается импульс синхронизации, т. е. чем больше φ_4 при $\varphi_4 - \varphi_3 = \text{const}$, тем больше этот импульс оказывает влияние на период колебаний осциллятора. Отрицательные импульсы синхронизации после положения равновесия и положительные им-

пульсы до положения равновесия осциллятора вызывают уменьшение периода колебаний. Эти выводы находятся в соответствии с известной теоремой Эри.

Допустим, что колебательная система отрегулирована так, что при отключенной системе синхронизации (т. е. при $M_c = 0$) часы имеют суточный ход

$$\Omega_1 = \frac{86\,400}{2\Phi} (-3/4\varepsilon\Phi^3 + q_n).$$

Синхронизация будет осуществлена при условии

$$\Omega_1 + \frac{86\,400}{2\Phi} \frac{M_c}{2\pi K\Phi^2} (\varphi_3 + \varphi_4)(\varphi_4 - \varphi_3) = 0. \quad (8.13)$$

На рис. 8.14, а дана схема синхронизации колебаний механического осциллятора электронно-механических часов с выходной

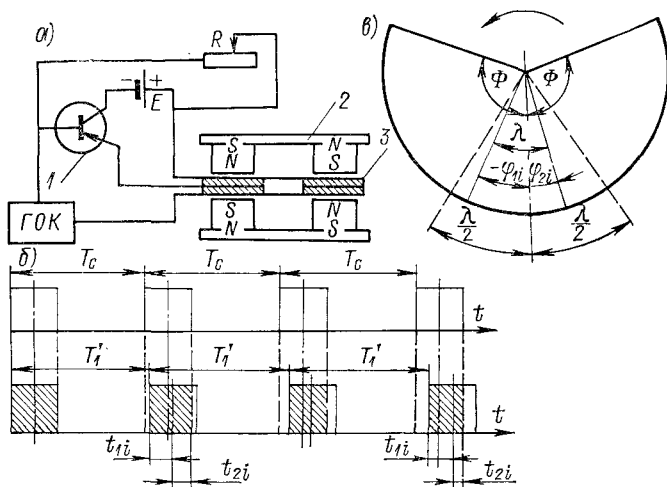


Рис. 8.14. Схема синхронизации колебаний осциллятора электронно-механических часов

(опорной) частотой электронного блока малогабаритных кварцевых часов (генератор опорных колебаний ГОК). В положении равновесия осциллятора неподвижная катушка 3, состоящая из двух обмоток, расположена симметрично в рабочих зазорах двух пар постоянных магнитов магнитной системы 2. Система формирования импульса собрана на транзисторе 1 по схеме с общим эмиттером. К базе транзистора подведено положительное напряжение U_c через резистор R. Система формирования может содержать несколько транзисторов и другие элементы, обеспечивающие мягкий режим возбуждения автоколебаний, стабилизацию амплитуды колебаний осциллятора и пр., что не меняет принципа дей-

ствия синхронизации. При выключенной синхронизации номинальная (расчетная) частота колебаний механического осциллятора несколько меньше выходной частоты ГОК. Отпирание транзистора и сообщение осциллятору импульса энергии для возбуждения автоколебаний и синхронизации происходит лишь в те промежутки времени, когда к переходу эмиттер—база транзистора подано суммарное отрицательное напряжение

$$U = e_1 + e_2 + U_1; |U| > U_c,$$

где e_1 и e_2 — соответственно индукционные э. д. с., наведенные в правой и левой частях обмотки освобождения при прохождении осциллятором положения равновесия; U_1 — синхронизирующий импульс ГОК.

На рис. 8.14, б и в даны следующие обозначения: T_c — период синхронизирующих импульсов ГОК; T'_1 — период колебаний синхронизируемого механического осциллятора при включенной системе синхронизации; t_{1i} и t_{2i} — соответственно продолжительность импульса до и после положения равновесия осциллятора; φ_{1i} и φ_{2i} — соответствующие углы импульса; $\lambda_i = |\varphi_{1i} + \varphi_{2i}|$ и λ — соответственно фактический и расчетный углы импульса. Зона синхронизации по суточному ходу

$$\Omega_c = 86\,400 \frac{T - T_c}{T}, \quad (T > T_c), \quad (8.14)$$

где T — период колебаний синхронизируемого механического осциллятора при отключенной системе синхронизации.

Из рисунка видно, что при колебании механического осциллятора t_{1i} (и φ_{1i}) увеличивается по абсолютному значению, а t_{2i} (и φ_{2i}) уменьшается, что вызывает, в соответствии с теоремой Эри, уменьшение периода колебаний T'_1 , который стремится к T_c .

Моменты импульса и освобождения $Ai'_n - P_0\dot{\varphi}$ и $D_0\dot{\varphi}$, определяемые по формулам (6.28) и (6.30), действуют в интервале угла λ_i поворота баланса. Если учитывать нелинейность восстанавливающего момента волоска $K(\varphi + \varepsilon\varphi^3)$, то (6.16) для малых амплитуд колебаний осциллятора примет следующий вид (один импульс за период):

$$\begin{aligned} \frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86\,400} = & -3/4\varepsilon\Phi^2 + \frac{Ai'_n}{2\pi K\Phi^2} \left(\sqrt{\Phi^2 - \varphi_{1i}^2} - \sqrt{\Phi^2 - \varphi_{2i}^2} \right) + \\ & + \frac{P_0 + D_0}{4\pi K\Phi^2} \omega (\varphi_{1i}^2 - \varphi_{2i}^2). \end{aligned} \quad (8.15)$$

Если $\Phi \gg \varphi_{1i}, \varphi_{2i}$, то

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86\,400} = -\frac{3}{4}\varepsilon\Phi^2 - \frac{\varphi_{1i}^2 - \varphi_{2i}^2}{4\pi K\Phi^2} [Ai'_n - (P_0 + D_0)\omega\Phi]. \quad (8.16)$$

Условие синхронизации $\Omega_c = \Omega$ или на основании (8.14), (8.16)

$$\frac{T - T_c}{T} = -3/4 \epsilon \Phi^2 - \frac{\varphi_{1i}^2 - \varphi_{2i}^2}{4\pi K \Phi^3} [A i'_n - (P_0 + D_0) \omega \Phi]. \quad (8.17)$$

Амплитуда стационарных колебаний определяется по формуле (6.45)

$$\Phi = \frac{\sqrt{B_0^2 + 4A_0 C_0} - B_0}{2A_0},$$

где $A_0 = \pi b_0$; $B_0 = 4\rho + \lambda_i (P_0 + D_0) \omega / K$; $C_0 = A i'_n \lambda_i / K$.

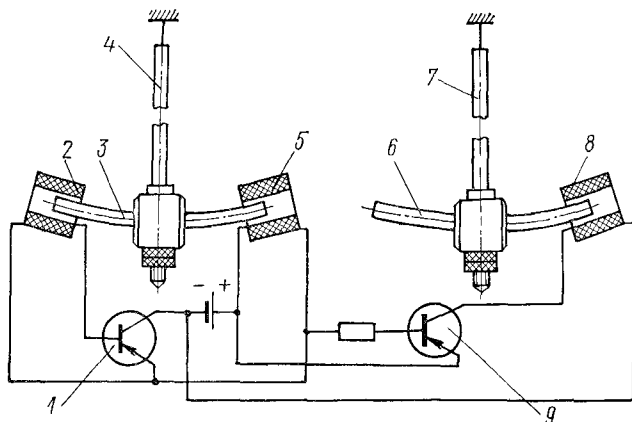


Рис. 8.15. Схема синхронизации колебаний рабочего маятника с колебаниями свободного маятника

Из диаграммы следует, что при $T'_1 > T_c$ происходит постепенное уменьшение продолжительности импульса $t_{1i} + t_{2i}$ и, следовательно, угла импульса $\lambda_i = \varphi_{1i} + \varphi_{2i}$ (рис. 8.14, б, в).

Кроме того, происходит уменьшение коэффициента A в формуле (8.17) вследствие уменьшения эффективной площади перекрытия $S(\varphi)_{cp}$ катушки 3 постоянными магнитами. Эти факторы вызывают уменьшение энергии импульса и, следовательно, амплитуды колебаний осциллятора, что ограничивает зону синхронизации.

На рис. 8.15 приведена схема синхронизации колебаний рабочего маятника 7 с колебаниями времязадающего свободного маятника 4. Постоянные магниты 3 и 6 в форме изогнутых по дуге брусков закреплены в нижних частях стержней обоих маятников. Катушка освобождения (управления) 2 и импульсная катушка (катушка привода) 5 свободного маятника включены соответственно в базовую и коллекторную цепь транзистора 1. Импульсная катушка 8 рабочего (синхронизируемого) маятника включена в коллекторную цепь транзистора 9. Свободный маятник получает импульс энергии для возбуждения автоколебаний один раз за пе-

риод при протекании тока импульса по обмотке катушки 5. Ток импульса усиливается транзистором 9 и подается на обмотку катушки 8 рабочего маятника, в результате чего достигается возбуждение колебаний рабочего маятника и процесс синхронизации. Если рабочий маятник получает положительный импульс после положения равновесия при движении к крайнему правому положению, то такой импульс вызывает увеличение периода колебания. Для осуществления процесса синхронизации в этом случае период колебаний рабочего маятника без синхронизации должен быть несколько меньше номинального значения.

8.6. ДИНАМИКА МАЯТНИКОВОГО РЕГУЛЯТОРА ЭЛЕКТРОПЕРВИЧНЫХ ЧАСОВ

На рис. 8.16 приведена схема маятникового регулятора (автоколебательной системы) электропервичных часов [9]. Узел маятника состоит из пружинного подвеса 6, инварного стержня 5, груза 3, металлического экрана 4 и якоря 2 из магнитно-мягкого

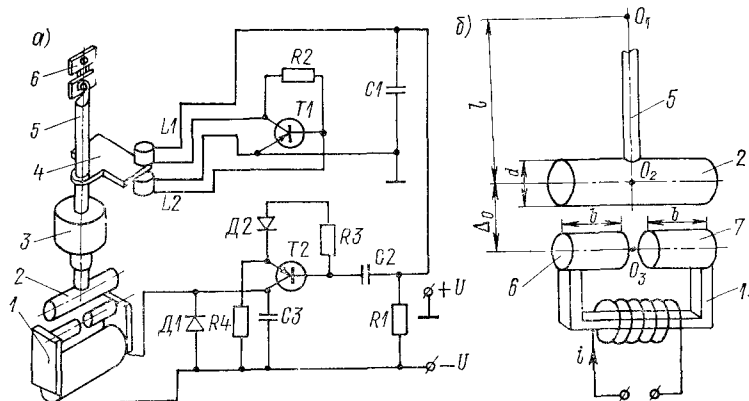


Рис. 8.16. Маятниковый регулятор электропервичных часов: а — схема регулятора; б — схема электромагнитного привода

материала, который взаимодействует с магнитным полем, создаваемым электромагнитом привода 1. Две катушки самоиндукции $L1$ и $L2$ и транзистор $T1$ образуют автогенератор, самовозбуждение которого прекращается при перекрытии экраном 4 воздушного зазора между катушками индуктивности. При этом прохождение тока через резистор $R1$ (сопротивление нагрузки) прекращается и конденсатор $C2$ начинает заряжаться от источника питания. Ток заряда конденсатора $C2$ проходит через эмиттер-базовый переход транзистора $T2$ в направлении проводимости, вследствие чего данный транзистор открывается и пропускает ток в обмотку электромагнита привода 1. Маятник получает импульс энергии вследствие притяжения якоря к электромагниту. Перекрытие

воздушного зазора между катушками $L1$ и $L2$ и формирование импульса энергии происходит каждый раз, когда маятник движется слева направо вблизи статического положения равновесия.

При движении маятника в обратном направлении в момент выхода экрана из воздушного зазора катушек происходит самовозбуждение генератора и падение напряжения на резисторе $R1$. При этом конденсатор $C2$ будет разряжаться через резистор $R3$, вследствие чего на базе транзистора $T2$ возникает положительное смещение, запирающее этот транзистор. Таким образом, маятник получает лишь один импульс энергии за период колебаний, причем продолжительность импульса постоянна. Конденсатор $C1$ служит для блокировки токов высокой частоты при работе автогенератора. Диод $D2$ и резистор $R4$ образуют делитель напряжения. Резистор $R2$ служит для образования отрицательной обратной связи, которая стабилизирует режим работы автогенератора. Конденсатор $C3$ предотвращает возможность самовозбуждения транзистора $T2$. Диод $D1$ предотвращает появление э. д. с. самоиндукции катушки электромагнита привода.

На рис. 8.16, б дана схема электромагнитного привода маятника. Якорь 2, укрепленный на стержне 5 маятника, и полюса 6 и 7 электромагнита имеют цилиндрическую форму. Обмотка электромагнита 1 размещена на магнитопроводе. Проведем линию (линию центров) через три точки: центр вращения маятника O_1 , центр O_2 цилиндрического якоря и центр O_3 цилиндрических полюсов электромагнита. В этом положении маятника момент импульса равен 0. Определим момент импульса M_n при малых отклонениях маятника от линии центров. Предполагаем, что магнитно-мягкий материал якоря и электромагнита не насыщен; кроме того, пренебрегаем потоком рассеяния как в магнитопроводе, так и между торцами полюсов электромагнита. Это допущение позволяет считать, что все ампервитки катушки электромагнита используются только для образования магнитного потока в воздушном зазоре между якорем и полюсами. Для этого случая магнитный поток можно определить по известной формуле:

$$\Phi_T = iNG,$$

где i — ток в обмотке катушки; N — число витков; G — проводимость воздушного зазора. Из закона сохранения энергии следует, что энергия, доставляемая источником э. д. с. за время dt , равна сумме энергии за то же время: на нагрев обмотки электромагнита $i^2 R dt$, на выполнение механической работы $M_n d\varphi$ и на приращение магнитного поля dW_T . Следовательно,

$$U i dt = i^2 R dt + M_n d\varphi + dW_T. \quad (8.18)$$

Для цепи с электромагнитом, включенным в общую цепь с внешней э. д. с.,

$$U = iR + d\varphi/dt.$$

Умножим обе части этого уравнения на idt

$$Uidt = i^2 R dt + id\psi. \quad (8.19)$$

Здесь ψ — полное потокосцепление обмотки электромагнита. Сравнивая (8.18) и (8.19), получим

$$id\psi = M_n d\varphi + dW_\tau.$$

Так как для рассматриваемой модели электромагнита принимаем $\psi = \text{const}$, то $d\psi = 0$. Поэтому момент импульса

$$M_n = \frac{dW_\tau}{d\varphi}. \quad (8.20)$$

Знак минус в этом выражении означает, что механическая работа совершается за счет убыли энергии магнитного поля.

Магнитная энергия, запасенная в электромагните,

$$W_\tau = \frac{Li^2}{2} = 1/2 N^2 Gi^2, \quad (8.21)$$

где $L = N^2 G$ — индуктивность катушки электромагнита. На основании (8.20) и (8.21) имеем

$$M_n = -1/2 i^2 N^2 \frac{dG}{d\varphi}. \quad (8.22)$$

Магнитная проводимость между осями цилиндрического якоря 2 и цилиндрических полюсов 6 и 7 электромагнита одинакового диаметра известна [62]. С учетом принятой модели привода (рис. 8.16, б) и двойного воздушного зазора в магнитной цепи получим

$$G = \mu_0 \frac{\pi b}{\text{arch} \frac{2\delta}{d}}, \quad (8.23)$$

где

$$\delta = \sqrt{\Delta_0^2 + l^2 \sin^2 \varphi}, \quad (8.24)$$

l — расстояние между осями цилиндров (при $\varphi = 0$, $\delta = \Delta_0$); $d = 2r$ — диаметр цилиндров (полюсов электромагнита и якоря); b — длина рабочих поверхностей цилиндров; Δ_0 — минимальное расстояние между осями цилиндров, соответствующее моменту прохождения маятником линии центров (при $\varphi = 0$).

Определив

$$\frac{dG}{d\varphi} = \frac{dG}{d\delta} \frac{d\delta}{d\varphi}$$

на основании (8.23) и (8.24) и подставив полученное значение $dG/d\varphi$ в (8.22), получим

$$M_n = S M_\varphi, \quad (8.25)$$

где

$$S = \pi/4 \mu_0 i^2 N^2 b; \quad (8.26)$$

$$M_\varphi = \frac{l^2 \sin 2\varphi}{\sqrt{\Delta_0^2 - (1/2d)^2 + l^2 \sin^2 \varphi} \sqrt{\Delta_0^2 + l^2 \sin^2 \varphi} (\text{arch}^2 2\delta/d)^2} \quad (8.27)$$

На рис. 8.17 приведены зависимости безразмерного момента импульса M_φ от угла отклонения маятника относительно линии центров. Кривые построены по формулам (8.27) и (8.24) для двух значений параметра Δ_0 : $l = 650$ мм, $d = 10$ мм.

Уравнение автоколебательного движения маятника при рабочем движении его против часовой стрелки имеет вид

$$I_0 \ddot{\varphi} + K \sin \varphi + M \ddot{x} L_1 \cos \varphi + \frac{EJ}{l_1} \varphi + h \dot{\varphi} - M_n + M_{н0} = 0, \quad (8.28)$$

где $K = MgL_1$ — статический момент маятника; M — масса маятника; g — ускорение силы тяжести; L_1 — расстояние от оси вращения до центра тяжести маятника; $M \ddot{x} L_1 \cos \varphi$ — момент силы инерции маятника относительно оси вращения при горизонтальном перемещении маятника на расстояние x ; $\frac{EJ}{l_1} \varphi$ — момент пружинного подвеса при изгибе его на угол φ (угол отклонения маятника от положения равновесия); l_1 — длина пружинного подвеса; M_n и $M_{н0}$ — средние значения момента импульса соответственно до и за линией центров O_1, O_2, O_3 (рис. 8.16, б).

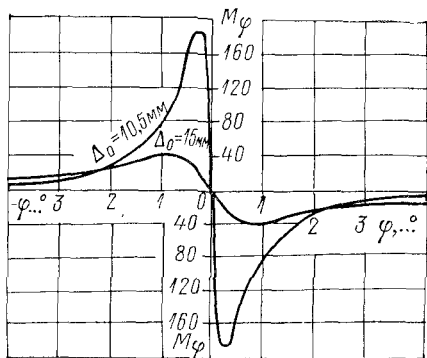


Рис. 8.17. Зависимость M_φ от φ

На основании рис. 8.18, а имеем $x = r(1 - \cos \varphi)$ и $l_1 = r\varphi$. Принимая для малых амплитуд колебаний маятника $\sin \varphi \approx \varphi - 1/3\varphi^3$, $\cos \varphi \approx 1 - 1/2\varphi^2$, получим

$$x = 1/2 l_1 \varphi^2 \text{ и } \ddot{x} = 1/2 l_1 \ddot{\varphi}.$$

Уравнение (8.28) принимает следующий вид:

$$\ddot{\varphi} + \omega^2 \varphi = \omega^2 F(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi}), \quad -\Phi \leq \varphi \leq \Phi, \quad (8.29)$$

где

$$F(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi}) = (1/3)\varphi^3 - \frac{Ml_1 L_1}{2K} \ddot{\varphi} + \frac{Ml_1 L_1}{4K} \varphi^2 \ddot{\varphi} - \frac{EJ}{Kl_1} \varphi - \frac{h}{K} \dot{\varphi} + \frac{M_n}{K} - \frac{M_{н0}}{K}; \quad \omega^2 = K/I. \quad (8.30)$$

Маятник, установленный в часах, представляет собой колебательную систему, близкую к линейной консервативной системе. При этом член $\omega^2 F(\varphi, \dot{\varphi}, \ddot{\varphi})$, в (8.29) мал по сравнению с другими членами этого уравнения. Для решения (8.29) применим приближенный метод гармонической линеаризации. При рабочем движении маятник получает положительный импульс в интервале

угла импульса $\lambda = |\varphi_1 + \varphi_2|$ и отрицательный импульс в интервале угла поворота $|\varphi_3 - \varphi_2|$ (рис. 8.18, б). На основании (8.25) и (8.27) средние значения положительного $M_{и}$ и отрицательного $M_{и0}$ моментов импульса равны:

$$M_{и} = SM_{\varphi \text{ ср}}, \quad -\varphi_1' \leq \varphi \leq \varphi_2;$$

$$M_{и0} = SM_{\varphi' \text{ ср}}, \quad \varphi_2 \leq \varphi \leq \varphi_3.$$

Определив коэффициенты гармонической линейризации нелинейной функции (8.30) при помощи (6.12) и подставив значения этих коэффициентов в (6.10) и (6.11), будем иметь:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\omega}{2\pi\Phi} \left[-\pi b_0 \Phi^2 + \frac{SM_{\varphi \text{ ср}} \lambda}{K} - \frac{SM'_{\varphi \text{ ср}}}{K} (\varphi_3 - \varphi_2); \quad (8.31) \right.$$

$$\begin{aligned} -\frac{1}{\omega} \frac{d\psi}{dt} = \frac{\Delta T}{T} = \frac{\Omega}{86400} = \frac{1}{2\Phi} \left\{ 1/4 \Phi^3 + \frac{M L_1 L_1 \omega^2 \Phi}{2K} - \right. \\ \left. - 3/16 \frac{M L_1 L_1 \omega^2 \Phi^3}{K} + \frac{S}{K} M_{\varphi \text{ ср}} \left[\sqrt{1 - (\varphi_1/\Phi)^2} - \sqrt{1 - (\varphi_2/\Phi)^2} \right] - \right. \\ \left. - \frac{S}{K} M'_{\varphi \text{ ср}} \left[\sqrt{1 - (\varphi_2/\Phi)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{\varphi_3 - \varphi_2}{\Phi} \right)^2} \right] \right\}. \quad (8.32) \end{aligned}$$

Данная формула выражает зависимость между отрицательным приращением периода колебаний маятника или суточным ходом и основными параметрами регулятора.

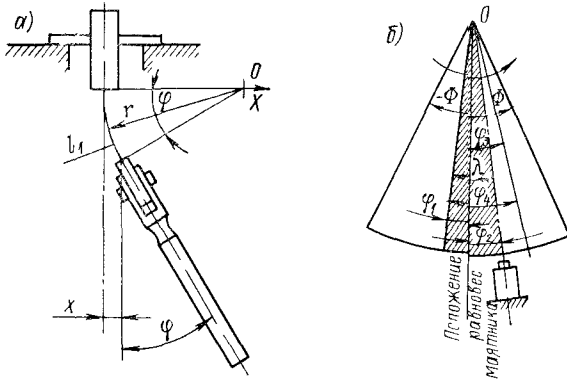


Рис. 8.18 Схемы к определению параметров маятникового регулятора

При стационарном автоколебательном режиме $(d\Phi/dt)_{\Phi=\Phi_c} = 0$. Приравняв правую часть (8.31) при $\Phi = \Phi_c$, получим уравнение баланса энергии

$$S [M_{\varphi \text{ ср}} \lambda - M'_{\varphi \text{ ср}} (\varphi_3 - \varphi_2)] = \pi b_0 K \Phi_c^2, \quad b_0 = \frac{h}{V I_0 K}.$$

Отсюда

$$\frac{S}{K} = \frac{\pi b_0 \Phi_c^2}{M_{\varphi \text{ ср}} \lambda - M'_{\varphi \text{ ср}} (\varphi_3 - \varphi_2)}. \quad (8.33)$$

Эта формула выражает энергетические зависимости в маятниковом регуляторе.

Обозначив правую часть (8.31) через F_1 , получим

$$\left(\frac{\partial F_1}{\partial \Phi}\right)_{\Phi=\Phi_0} = \frac{\omega}{2\pi} \left[-\pi b_0 - \frac{S}{K} \frac{M_{\text{Ф ср}} \lambda}{\Phi_c^2} + \frac{S}{K} \frac{M'_{\text{Ф ср}} (\Phi_3 - \Phi_2)}{\Phi_c^2} \right] < 0.$$

Таким образом, стационарный автоколебательный режим устойчив при всех реально возможных параметрах регулятора и амплитуды колебаний маятника.

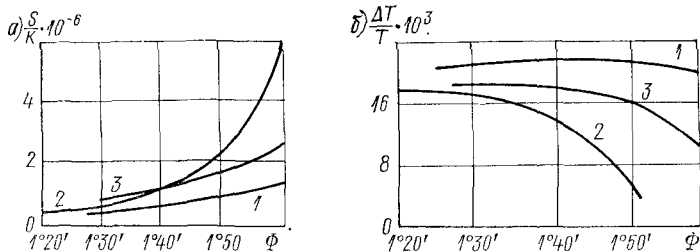


Рис. 8.19. Кривые зависимости S/K от Φ (а) и $\Delta T/T$ от Φ (б);

Кривая	λ	$b_0 \cdot 10^3$
1	$1^\circ 0'$	0,35
2	$0^\circ 50'$	0,35
3	$1^\circ 0'$	0,70

Возьмем регулятор маятниковых электропервичных часов, характеризующийся следующими исходными данными: период свободных колебаний маятника $T = 1,5$ с; расстояние от центра вращения до центра тяжести маятника $L_1 = 545,20$ мм; приведенная длина маятника $l_{\text{пр}} = 559,67$ мм; масса маятника $M = 3,26$ кг; длина пружинного подвеса $l_1 = 3$ мм; жесткость пружинного подвеса при изгибе $EJ = 133,3$ Н·мм²; радиус инерции маятника $\rho_{\text{и}} = 567,38$ мм; $\Delta_0 = 10,5$ мм; $\Phi_3 - \Phi_2 = 0^\circ 20'$, $\Phi_1 = 0^\circ 40'$. По формулам (8.32) и (8.33) вычислены значения S/K и $\Delta T/T$ для ряда амплитуд колебаний маятника Φ , углов λ и Φ_1 и коэффициентов b_0 вязкого трения. По полученным данным построены кривые зависимости S/K от Φ и $\Delta T/T$ от Φ (рис. 8.19, а, б).

Из рисунка видно, что уменьшение угла импульса λ и, следовательно, энергии импульса и увеличение трения в колебательной системе (увеличение коэффициента b_0) вызывает необходимость в увеличении коэффициента S (8.33) и, следовательно, тока импульса i для получения одной и той же амплитуды колебаний маятника. Чем меньше угол λ , тем меньше меняется амплитуда Φ при увеличении S , т. е. тока импульса. Однако при малых углах λ период колебаний маятника сильно зависит от амплитуды Φ . Путем перемещения электромагнита привода достигается сдвиг угла импульса λ относительно статического положения равновесия маятника, которое характеризуется углом Φ_2 (рис. 8.18, б). При этом можно получить возрастающие и убывающие кривые (динамические характеристики) и кривую равного периода в сравнительно широком интервале изменения амплитуды Φ . При взятых нами исходных данных стабилизация периода автоколебаний маятника достигается при $\lambda = 1^\circ 0'$ и $\Phi_2 = 0^\circ 40'$ (кривая 1) в интервале амплитуды колебаний маятника приблизительно от $1^\circ 30'$ до $1^\circ 50'$. Таким образом, при помощи простого регулирования можно значительно повысить точность функционирования электропервичных часов.

8.7. УПРАВЛЯЮЩИЕ ПРИБОРЫ ВРЕМЕНИ

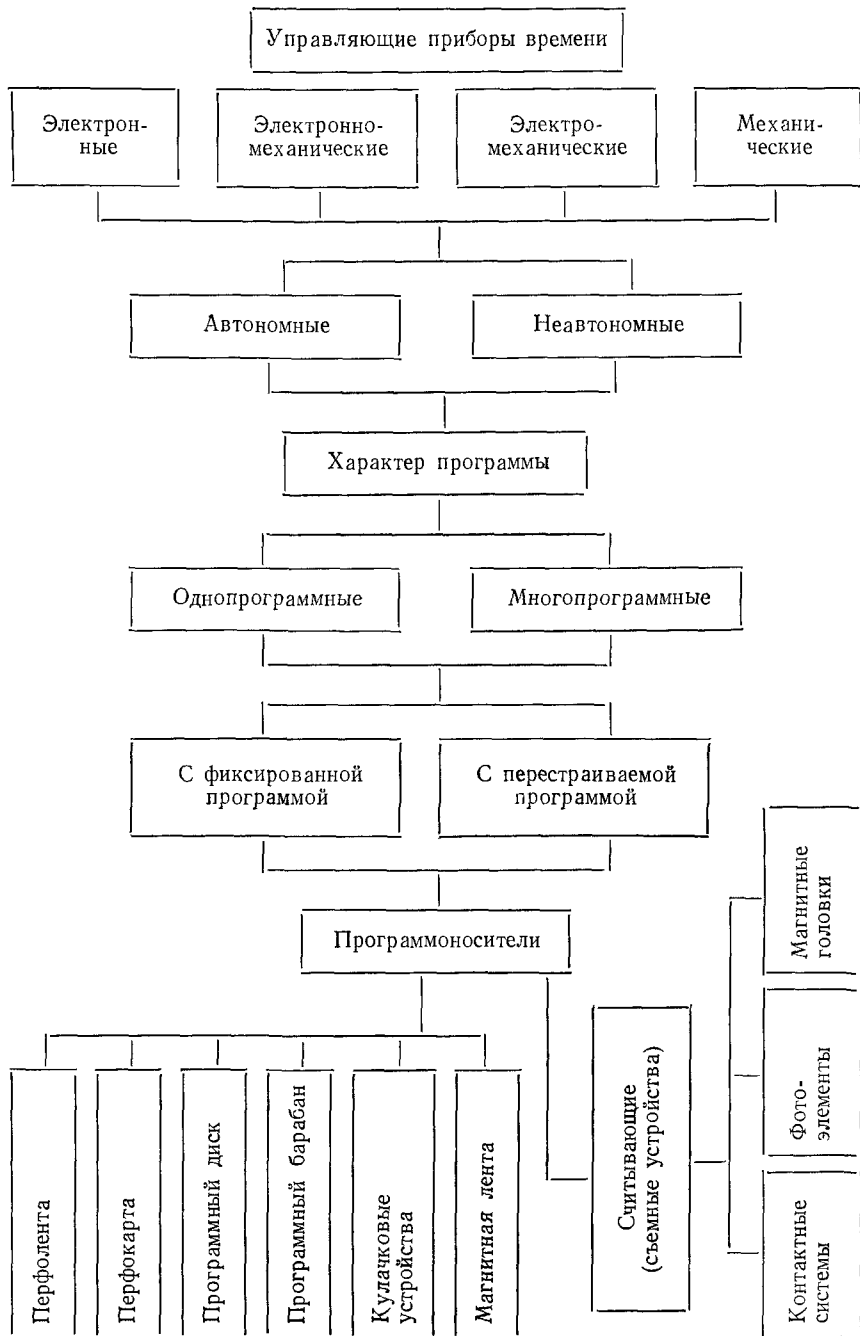
Классификация. Термины и определения

Управляющие приборы времени (УПВ) находят применение в системах автоматического управления, регулирования и учета, для автоматического программирования производственных и иных процессов как по продолжительности, так и по последовательности действия. Они могут выполнять различные функции, например управлять машинами, аппаратами или процессами по заранее установленной и корректируемой временной программе, включать или выключать электрические цепи по истечении заданного времени, осуществлять контроль и корректировку траектории полета летательных аппаратов и др. В УПВ применяются различные времязадающие устройства для получения необходимых выдержек времени, такие как релаксационные контуры с конденсатором и сопротивлением, полупроводниковые элементы, лампы тлеющего разряда, биметаллические пластины, тормозные регуляторы и пр. Подобные времязадающие устройства в данной книге не рассматриваются. Наибольшее применение в УПВ получили времязадающие устройства часового типа (автоколебательные системы). Они обеспечивают высокую точность и широкий интервал выдержки времени, удобство регулирования, возможность создания малогабаритных простых конструкций УПВ, высокую надежность при сложных условиях эксплуатации.

Управляющие приборы времени состоят в основном из двух классов приборов: реле времени (РВ) и программные реле времени (ПРВ). Реле времени — устройство, осуществляющее выдачу управляющего сигнала через интервал времени заданной длительности. В РВ может быть предусмотрена возможность регулирования выдержки времени в некоторых пределах. Оно имеет одну установку заданной выдержки времени и выдает одну команду. РВ могут иметь автоматическую или ручную установку 0 (исходного положения). Программное реле времени (ПРВ) — устройство, осуществляющее выдачу управляющих сигналов по заданной временной программе через интервалы времени заданной длительности или в моменты, соответствующие заданным датам [77].

Ниже рассматриваются преимущественно механические, электромеханические и электронно-механические УПВ. На схеме 8.3 приведена краткая классификация ПРВ по физическому принципу действия. Важным признаком классификации является вид энергии управляющих сигналов (электрические, пневматические, гидравлические, механические). Наиболее широкое применение в УПВ получили электрические управляющие сигналы. В механических и электронно-механических ПРВ в качестве времязадающего устройства применяются механические осцилляторы соответственно с механической и электронной системами возбуждения автоколебаний. В первом случае используется механический ре-

Схема 8.3. Классификация программных реле времени (ПРВ)



дуктор и механический источник энергии — пружинный двигатель обычно с электроподзадом. Во втором случае используется электрический источник энергии (гальванический элемент, аккумуляторная батарея), механический редуктор или электронный делитель частоты в зависимости от типа применяемого осциллятора и его частоты колебаний. В электромеханических ПРВ (моторные программные реле времени) в качестве времязадающего устройства используется длительность непрерывного во времени процесса (постоянство частоты вращения электродвигателя). Применяются малогабаритные электродвигатели постоянного тока, двигатели переменного тока: синхронные гистерезисные и асинхронные, а также шаговые и реверсивно-импульсные двигатели.

При использовании простых схем стабилизации частоты вращения электродвигателей постоянного тока и асинхронных погрешность выдачи временных программ составляет около 4—5%. ПРВ с синхронным двигателем следует отнести к неавтономным ПРВ. Погрешность выдачи временных программ в этом случае определяется в основном нестабильностью частоты питающего переменного тока (распределительная сеть) и составляет около 0,5—1,5%. Шаговый двигатель может быть подключен или к выходу времязадающего устройства ПРВ или непосредственно к линии системы единого времени. Очевидно, что во втором случае ПРВ неавтономны.

В квантовомеханических ПРВ в качестве времязадающего устройства используются квантовые генераторы, обеспечивающие высокую точность выдачи временных программ. Подобные ПРВ входят, например, в состав бортового оборудования метеорологических спутников и используются для передачи телеметрической информации на наземные станции.

В качестве программносителей в механических, электромеханических и электронно-механических ПРВ используются программные диски с установочными штифтами, кулачковые устройства, перфокарты, перфоленты, перфорированные киноплёнки, диаграммная бумага (бумажный диск с нанесенной программой) с четко выраженной неоднородностью прозрачности, магнитные ленты и другие, которые, взаимодействуя со считывающими контактными или бесконтактными системами (фотоэлементы, фотодиоды, магнитные головки, контактные пружины), осуществляют коммутацию электрических цепей. Уровни токов в цепях фотоэлементов или фотодиодов обычно подвергаются дальнейшему преобразованию. Перфоленты и перфокарты, выполненные из плотной бумаги, могут быть свернуты в кольцо, если циклы программ повторяются (циклические программы). Преимущество перфолент — возможность получения малых интервалов времени между командами (управляющими сигналами) при значительной длительности программных циклов. В электронных ПРВ и РВ все основные элементы конструкции выполнены на элементах электро-

312

ники. Они могут быть как автономные, так и неавтономные, т. е. подключаемые к сети электровторичных часов.

Типовые схемы и параметры РВ и ПРВ

На схеме 8.4 даны типовые схемы ПРВ, для которых характерны наличие не только программносителя и считывающего устройства, но и пускового устройства, а также устройств установки на нулевое показание и установки программы. Неавтономные УПВ, т. е. приборы, включаемые в сеть электровторичных часов непосредственно, не содержат часового генератора.

На рис. 8.20, а представлена схема неавтономного ПРВ с программносителем в виде перфорированной киноплёнки 1. Шаговый двигатель 11 с активным ротором имеет 12 пар полюсов. При подаче минутных импульсов постоянного тока чередующейся полярности частота вращения двигателя составит 5 об/ч. Ведущий барабан 9 получает вращение от шагового двигателя через зубчатую передачу $\frac{z_1 z_2}{z_3 z_4} = 1/5$.

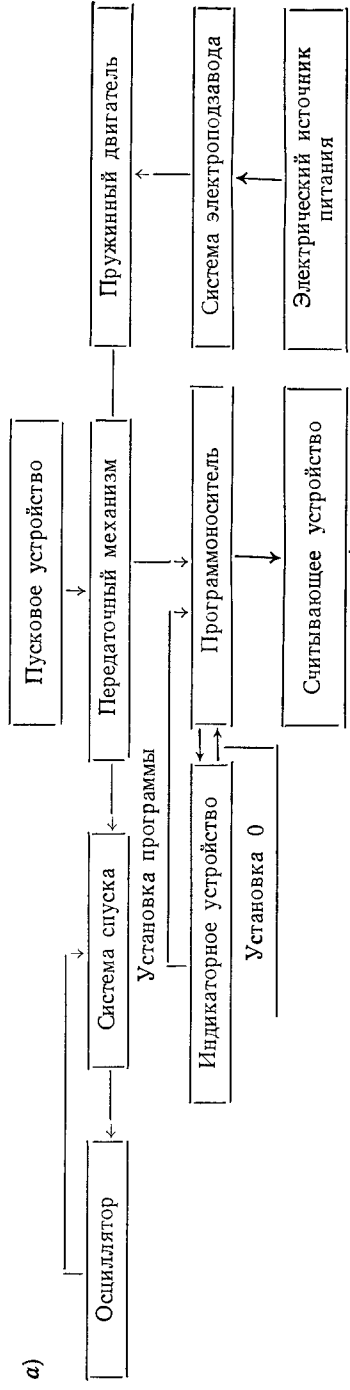
Частота вращения ведущего барабана, со шкалой 2 минутного отсчета времени, равна 1 об/ч. Барабан вместе с перфорированной киноплёнкой (перфолентой) совершает скачкообразное движение с интервалом в 1 мин и при каждом повороте ротора шагового двигателя на один шаг протягивает ее с нанесенной на ней программой на 1,9 мм относительно неподвижных контактов 8 и 3 блока считывания. Заданная временная программа наносится на ленту путем пробивки круглых отверстий в два ряда по числу программ. Лента многослойно намотана на ведомую катушку 10 и склеена так, что составляет замкнутое кольцо. Рабочий участок ленты состоит из ведущей части, сматываемой с рулона, и ведомой части, наматываемой на наружный слой рулона ведущим барабаном. При вращении барабана контакты 3 и 8 последовательно западают в соответствующие отверстия ленты, вследствие чего происходит подача управляющих сигналов с выхода электронного блока. Шкала 4 для отсчета часов от 0 до 24 установлена на барабане 5. Передаточное отношение между осями 6 и 7 равно 1/24. В выполненном варианте ПРВ сила коммутирующего тока 5 А, длительность программного цикла 7 сут, количество независимых выходов 2, минимальный интервал времени между двумя смежными командами 2 мин [15].

На рис. 8.20, б дана схема ПРВ с перфолентой, протягиваемой барабаном 13*. Считывающие устройства в виде пары упругих контактных пластин 15 и 18 консольно закреплены в неподвижной детали 19, расположенной над барабаном. Число пар упругих контактных пластин и соответствующих рядов программных отверстий 14 в перфоленте равно числу независимых программ управления. Контактные пластины 15 и 18 подключены соответ-

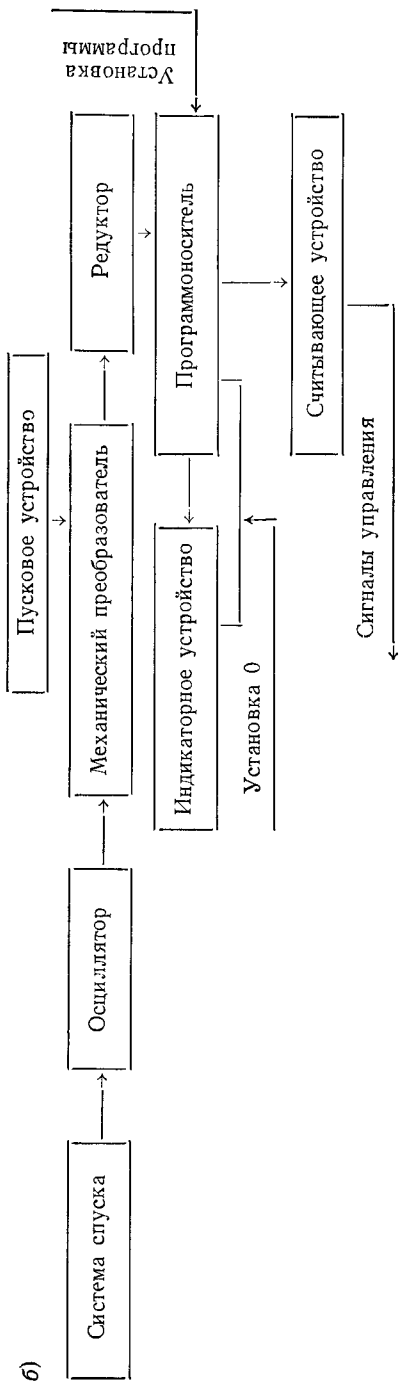
* А. с. 343968 (СССР).

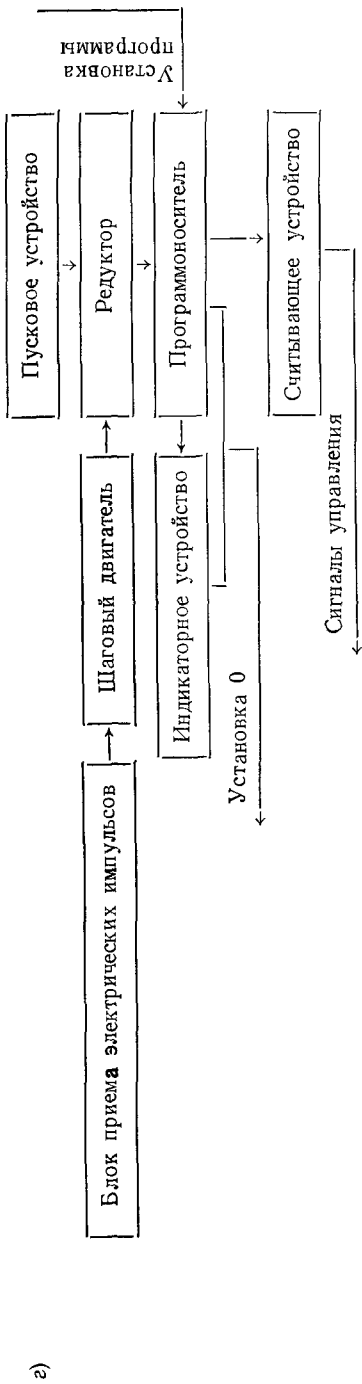
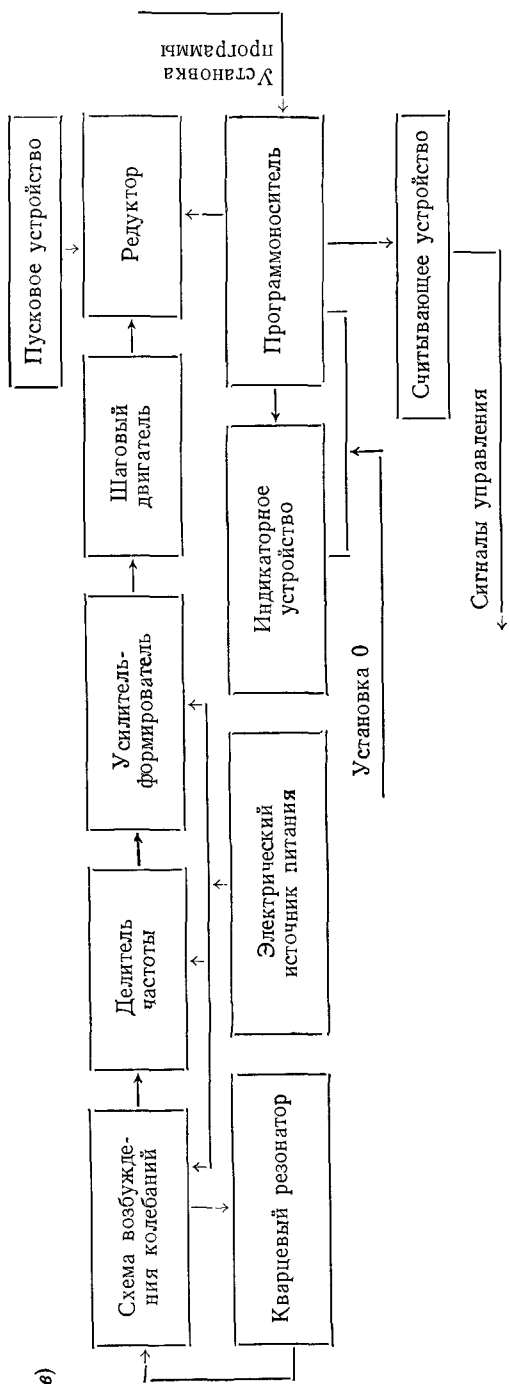
Схема 8.4. Типовые схемы: механического ПРВ (а), электромеханического с низкочастотным осциллятором (б), электронно-механического с кварцевым резонатором (в) и неавтономного электронно-механического (г)

а)



б)





ственно к обмотке реле 12 и последовательно в цепь автоблокировки того же реле. При движении перфоленты 17 в момент западания контактного элемента 18 в программное отверстие 14 электрическая цепь обмотки электромагнитного реле 12 замыкается, и реле срабатывает. При этом происходит блокировка обмотки этого реле через нормально замкнутый контактный элемент 16.

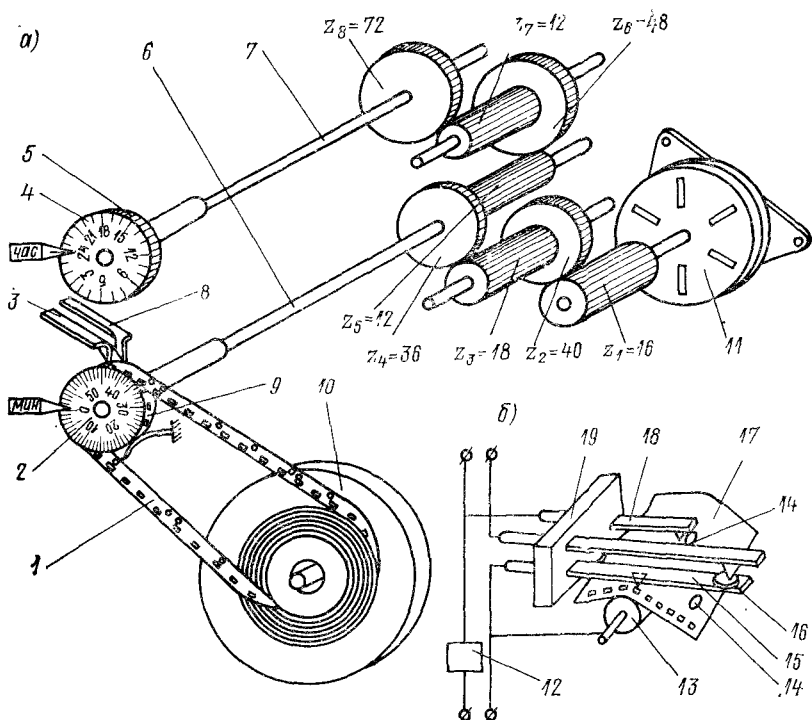


Рис. 8.20. Схемы ПРВ с перфорированной киноплёнкой (перфолентой): а — с киноплёнкой в виде замкнутого кольца; б — с автоблокировкой реле

В цепи управления появляется сигнал, который прерывается в момент размыкания контактного элемента 16 при западении нижней пластины 15 в отверстие 14 перфоленты. При этом происходит размыкание электрической цепи автоблокировки обмотки реле 12, которое возвращается в исходное положение. Таким образом, продолжительность управляющего сигнала определяется промежутком времени между западением контактной пластины 18 в отверстие перфоленты и размыканием контактного элемента 16. К недостатку ПРВ с перфолентой следует отнести ее износ при взаимодействии с контактными элементами.

На рис. 8.21 приведена схема ПРВ с барабанами в качестве элементов программносителей, причем барабан 10, установлен

свободно на оси 1, а барабан 7 посажен жестко на ту же ось. Частоты вращения барабанов 10 и 7 соответственно равны 1 об/ч и 1 об/сут. Барабаны могут быть приведены во вращение или от шагового двигателя, питаемого от электросетевой сети при работе ПРВ в неавтономном режиме, или от электронно-механических часов при работе в автономном режиме. В первом случае зубчатое колесо 11 сцеплено с трибом 16, посаженным на ось 15 шагового двигателя. Во втором случае зубчатое колесо 12 сцеплено с трибом 13, посаженным на выходную (центральную) ось 14 механизма

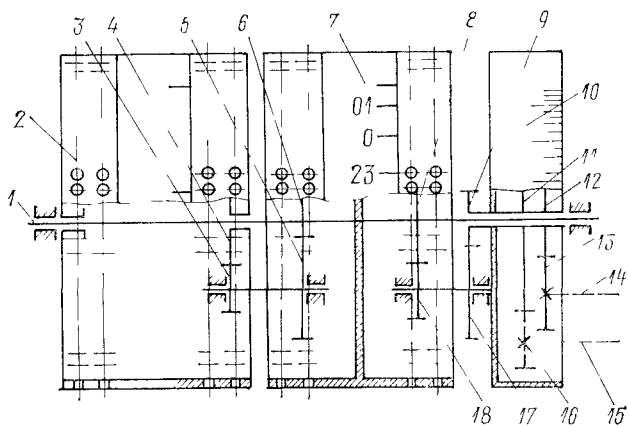


Рис. 8 21. Схема ПРВ с программносителем в виде барабана

электронно-механических часов. Зубчатые колеса 11, 12 и 9 жестко присоединены к часовому барабану 10, а колесо 8 — к суточному барабану 7. Этот барабан получает вращение от часового барабана через зубчатую передачу 9—17—18—8. В случае необходимости увеличения продолжительности программного цикла до семи дней предусмотрен барабан 2, свободно посаженный на ось 1 и получающий вращение от суточного барабана через зубчатую передачу 6—5—3—4. Отсчет времени производится при помощи неподвижных указателей и по соответствующим шкалам на барабанах. На барабанах могут быть установлены в качестве программносителей перфоленты, свернутые в кольцо. Считывающие устройства — контактные щетки или фотоэлементы. В выполненном в ЛИТМО варианте конструкции применены контактные штифты, расположенные по окружности барабанов в соответствии с заданной временной программой, и быстродействующие упругие контакты.

На рис. 8 22 представлена схема электромеханического РВ с наибольшей выдержкой 15 с. По наружной окружности диска 6 с некоторым трением может перемещаться ламель 10 из пласт-

массы, несущая указатель 8 и две установочные контактные пружины 9. Установка необходимого времени выдержки осуществляется при помощи поворота ламели вместе с указателем по отношению неподвижной шкалы 5 с последующим креплением ламели винтом. Контакты $K1$ реле $P2$ нормально замкнуты, а контакты $K3$ и $K4$ реле $P1$ нормально разомкнуты. При нажатии на пусковую кнопку $K2$ замыкается цепь обмотки реле $P1$, которое срабатывает и замыкает контакты $K3$ и $K4$ цепей объекта управления и катушки 15 электромагнита. При этом катушка электро-

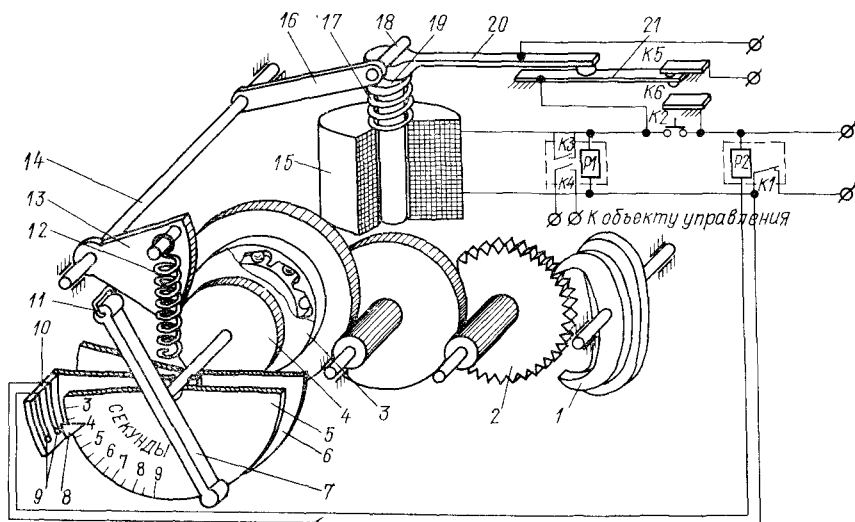


Рис. 8.22. Схема электромеханического РВ

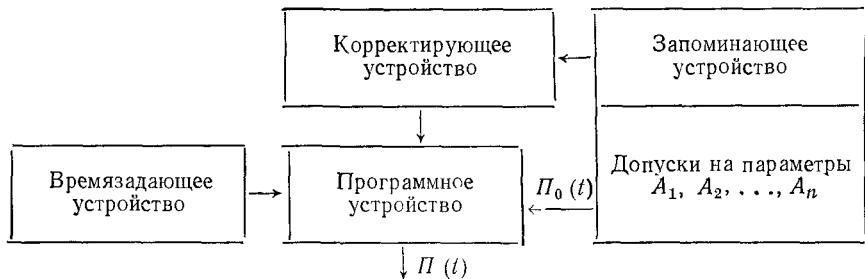
магнита втягивает якорь 19 с контактным пальцем 20 на свободном конце, который, действуя на контактную пружину 21, размыкает контакт $K5$ и замыкает контакт $K6$ самоблокировки цепи катушки 15 электромагнита. Одновременно происходит освобождение стопорного рычага 16, вследствие чего зубчатый сектор 13, посаженный на ось 14, под действием растянутой винтовой пружины 12 приводит во вращение зубчатую передачу. Постоянство частоты вращения зубчатой передачи обеспечивается регулятором скорости, состоящим из храпового колеса 2 и якоря 1 (регулятор без собственного периода колебаний). На выходной оси зубчатого колеса 4 посажен рычаг 7, который, через заранее установленное время выдержки, своим контактным выступом 11 замыкает контакты 9 цепи обмотки реле $P2$. Реле $P2$ срабатывает и размыкает контакты $K1$ цепей обмотки реле $P1$ и катушки 15 электромагнита, что вызывает отключение объекта управления и возвращение якоря 19 в исходное положение под действием предварительно сжатой винтовой пружины 17. Якорь при помощи пальца 18

рычага 16 возвращает в исходное положение зубчатый сектор, колесо 4 вместе с контактным рычагом 7 и винтовую пружину 12. Связь зубчатого колеса 4 с остальной зубчатой передачей осуществляется при помощи обгонной муфты 3.

Все рассмотренные выше УПВ реализуют заранее установленную («жесткую») временную программу, на которую не оказывают влияния возможные изменения состояния регулируемого объекта или среды.

Существуют ПРВ, в которых осуществляется автоматическая корректировка первоначально установленной временной программы в зависимости от тех или иных отклонений параметров регулируемого объекта или окружающей среды от первоначальных значений.

Схема 8.5. ПРВ с автоматической корректировкой программы



Подобные ПРВ (схема 8.5) кроме обычных элементов содержат корректирующее устройство, которое осуществляет автоматическую корректировку вырабатываемой временной программы $\Pi(t)$, если параметры A_1, A_2, \dots, A_n регулируемого объекта, ограниченные соответствующими допусками, отклонились от допустимых значений. На схеме через $\Pi_0(t)$ обозначена первоначально заданная (установленная) временная программа. В качестве примера можно указать на ПРВ для управления внешним освещением. Включение освещения производится по временной программе, а выключение — при совпадении сигналов временной программы и фотоэлектрических датчиков уровня освещенности [83]. К общим недостаткам механических, электронно-механических и электромеханических ПРВ и РВ следует отнести возможность износа механических элементов при функционировании реле, невозможность быстрой смены программ и дистанционного ввода новых программ. Достоинствами этих реле являются возможность коммутации цепей как постоянного, так и переменного тока, выдача управляющих электрических сигналов сравнительно большой мощности, возможность значительного уменьшения погрешности выдержки времени, широкий интервал выдержки времени, простота конструкции и удобство регулирования, наконец, слабая чувствительность к внешним возмущающим воздействиям, к коле-

баниям напряжения источника питания и к электрическим помехам. Электронные реле времени, выполненные на полупроводниковых элементах (на твердых схемах) с времязадающей RC-цепью, обладают более продолжительным сроком службы, чем реле времени с механическими элементами конструкции (практически срок службы неограничен). Однако лишь в редких случаях выходной управляющий сигнал электронного реле времени используется непосредственно. Обычно эти РВ применяются совместно с электромеханическим реле в качестве исполнительного элемента, которое и определяет срок службы. Электронное реле времени потребляет малую мощность, бесшумно в работе (без исполнительного устройства). Однако погрешность выдержки времени выше, чем погрешность выдержки времени рассмотренных выше РВ с механическими элементами конструкции.

В часовой промышленности ведется разработка агрегативных средств хронометрической техники (АСТХ), т. е. совокупности технических средств (блоков, изделий), характеризующихся метрологической, информационной, энергетической, конструктивной и эксплуатационной совместимостью, а также совместимостью с Государственной системой промышленных приборов и средств автоматики (ГСП) в соответствии с существующими стандартами. При помощи подобных средств могут быть построены (собраны) различные УПВ часовые системы, отвечающие заданным техническим требованиям. Отдельные агрегаты, представляющие функциональные узлы приборов, обычно строят по блочно-модульному принципу. Однако при этом могут иметь место избыточность деталей, увеличение габаритов и др. Но эти недостатки компенсируются высоким уровнем унификации и стандартизации, снижением себестоимости.

8.8. ПРИМЕНЕНИЕ ЧАСОВЫХ МЕХАНИЗМОВ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

В ряде областей приборостроения находят применение электродвигатели постоянного и переменного тока, частота вращения которых должна быть стабилизирована, например, в моторных программных реле времени, в системах автоматического управления и регулирования, в некоторых навигационных приборах, в лентопротяжных механизмах и пр. Наиболее простая и эффективная стабилизация частоты вращения электродвигателей малой мощности постоянного тока, а также асинхронных электродвигателей достигается при помощи часового механизма. Процесс автоматической стабилизации частоты вращения электродвигателя при помощи часового механизма заключается в следующем. Опорная частота колебаний часового осциллятора или постоянная частота вращения выходной оси часового механизма сравнивается при помощи специального сравнивающего устройства с частотой

вращения выходной оси регулируемого электродвигателя. Вырабатываемый при этом сигнал рассогласования используется для приведения частоты вращения ротора электродвигателя в синхронизм с постоянной частотой вращения оси часового механизма или с частотой колебаний часового осциллятора.

На рис. 8.23, *а*, *б* приведена схема автоматического регулирования частоты вращения электродвигателя постоянного тока.

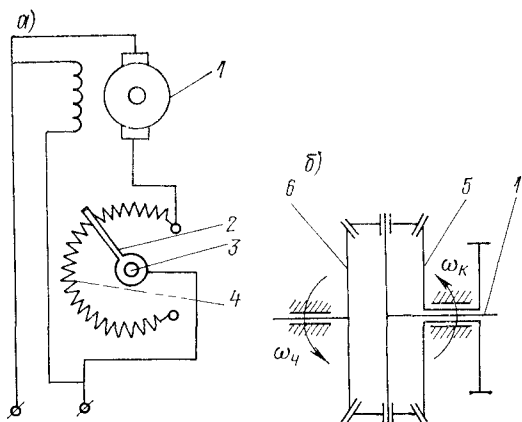


Рис. 8.23. Схема автоматического регулирования частоты вращения электродвигателя

В цепь якоря 1 электродвигателя последовательно включен реостат 4, по обмотке которого может перемещаться контактный палец 2, посаженный на ось 3 сателлитов дифференциала. Причем солнечное колесо 6 дифференциала вращается с постоянной частотой от часового механизма, а солнечное колесо 5 приводится во вращение в противоположном направлении регулируемым электродвигателем через редуктор.

1. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. М.: Физматгиз, 1969. 915 с.
2. Александров Е. В., Соколинский В. Б. Прикладная теория и расчеты ударных систем. М.: Наука, 1969. 199 с.
3. Альтшулер Г. Б. Кварцевая стабилизация частоты. М.: Связь, 1974. 271 с.
4. Альтшулер Г. Б., Ефимов Н. Н., Шакулин В. Г. Экономичные миниатюрные кварцевые резонаторы. М.: Связь, 1979. 157 с.
5. Аксельрод З. М. Теория и проектирование приборов времени. Л.: Машиностроение, 1969. 470 с.
6. Аксельрод З. М., Бутенин Н. В., Чернягин Б. М. Вопросы развития приборов времени в Советском Союзе. — Изв. вузов. Приборостроение, 1977, № 10, с. 97—103.
7. Аксельрод З. М., Goberman П. Н. Селективная сборка колебательной системы приборов времени. — Изв. вузов. Приборостроение, 1971, № 7, с. 104—108.
8. Аксельрод З. М., Горшков В. Я., Иванов А. Н. и др. Кварцевый хронометр с цифровой индикацией на интегральных схемах. — Тр. ЛИТМО, 1972, № 72, с. 27—31.
9. Аксельрод З. М., Рейфман М. П. Исследование динамики электропервичных часов. — Тр. ЛИТМО, 1968, вып. 64, с. 58—68.
10. Баутин Н. Н. Динамические модели свободных часовых ходов. М.: АН СССР, 1955, с. 109—172.
11. Баутин Н. Н. Динамические модели несвободных часовых ходов. М.: АН СССР, 1955, № 10, с. 60—83.
12. Башарин Г. Л. Приборы для измерения малых промежутков времени. Иваново: Ивановский энергетический институт им. Ленина, 1974. 132 с.
13. Бутенин Н. В. Элементы теории нелинейных колебаний. Л.: Судпромгиз, 1962. 193 с.
14. Бутенин Н. В., Неймарк Ю. И., Фуфаев Н. А. Введение в теорию нелинейных колебаний. М.: Наука, 1976. 384 с.
15. Вартанов В. С., Гендельман Л. С., Иоффе М. И. Вторичное программное реле времени ПРВ-1В. — Тр. НИИчаспрома, 1976, вып. 22, с. 51—54.
16. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1964. 572 с.
17. Вейганд А. Расчет частот колебаний спиральных пружин/Пер. с нем. — Журн. прикладной математики и механики, 1951, № 1—2, с. 38—40.
18. Гевондян Т. А. Пружинные двигатели. М.: Оборонгиз, 1956. 367 с.
19. Глюкман Л. И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. Л.: Энергия, 1969. 250 с.
20. Горшков А. П. Аппаратура для частотных и временных измерений. М.: Сов. радио, 1971. 329 с.
21. Денисов В. И., Чернягин Б. М. Проектирование камертонных осцилляторов и регуляторов с учетом внешних воздействий. — Тр. НИИчаспрома, 1970, вып. 2, с. 161—169.

22. Денисов В. И. Проектирование сложных камертонов для малогабаритных приборов времени. — Тр. НИИчаспрома, 1971, вып. 8, с. 51—65.
23. Денисов В. И. Исследование кольцевых камертонов. — Изв. вузов. Приборостроение, 1973, № 7, с. 90—93.
24. Денисов В. И., Чернягин Б. М. Влияние внешних динамических воздействий на камертонные часы. — Тр. НИИчаспрома, 1974, вып. 15, с. 34—38.
25. Денисов В. И. Проектирование замкнутых камертонов для малогабаритных часов. — Тр. НИИчаспрома, 1970, вып. 2, с. 142—151.
26. Ёда Х. Кварцевые резонаторы для наручных часов/Пер. с япон. — Денси Гиндзюцу, 1974, т. 16, № 5, с. 1—23.
27. Захаров Л. И., Чернягин Б. М., Розенберг А. Л. Оптимизация номенклатуры наручных и карманных часов. — Тр. НИИчаспрома, 1976, вып. 21, с. 38—41.
28. Исаев А. П., Прокофьев П. И. Синхронизация асинхронного двигателя механическим осциллятором. — Тр. ЛИТМО, 1977, вып. 91, с. 48—52.
29. Калашников В. И., Круглов Г. А., Шполянский В. А. Основные предпосылки и принципы построения агрегативного комплекса средств хронометрической техники. — Тр. НИИчаспрома, 1975, вып. 17, с. 3—16.
30. Ковылин Ю. Я., Колягина В. И., Курицкий А. М. Инженерный метод расчета пружинных двигателей наручных часов. Вопросы механики механизмов. Томск: ТГУ, 1973.
31. Козлова Л. Д. Эвольвентная зубчатая передача для электронно-механических приборов времени. Микроэлектроника в приборах времени. — Тр. НИИчаспрома, 1978, с. 46—58.
32. Красовский Б. П., Чернягин Б. М. Исследование качественных характеристик календарных устройств. — Тр. НИИчаспрома, 1979, с. 109—111.
33. Круглов Г. А. Научно-технический прогресс и производство приборов времени. — Приборы и системы управления, 1977, № 10, с. 43—46.
34. Круглов Г. А., Хоменков В. И. Особенности вибрационной обработки плоскостей свободным абразивом. — Тр. НИИчаспрома, 1971, вып. 8, с. 207—210.
35. Крылов А. Н. О некоторых дифференциальных уравнениях математической физики, имеющих приложения в технических вопросах. М.: АН СССР, 1933, 472 с.
36. Кульков Е. В. Условия стабилизации периода колебаний системы типа спускового регулятора приборов времени. — Изв. вузов. Приборостроение, 1972, № 8, с. 85—89.
37. Курицкий А. М., Сукачев Ю. А., Готгельф В. В. Определение потерь энергии при колебаниях балансовых осцилляторов наручных электрочасов. — Тр. ВЗМИ, 1975, т. 19, с. 136—147.
38. Курицкий А. М., Воробьева Г. Н. Влияние изменений параметров часовых спусков на их к. п. д. — Тр. ВЗМИ, 1975, т. 20, с. 94—105.
39. Курицкий А. М., Мельников В. В., Тищенко О. Ф. Коэффициент полезного действия часовых зубчатых передач и возможности его увеличения. — Тр. НИИчаспрома, 1972, вып. 11, с. 43—52.
40. Курицкий А. М., Сукачев Ю. А. Влияние вихревых токов на динамические характеристики балансовых часов. — Тр. ВЗМИ, 1974, т. 4, с. 90—100.
41. Кунаев И. П., Дудко Л. Д. Методика исследования динамики часовых механизмов при случайных внешних воздействиях. — Изв. вузов. Приборостроение, 1973, № 10, с. 74—77.
42. Кунаев И. П., Богданов О. Н., Гонохин Г. Е. К вопросу оценки надежности спусковых регуляторов механических приборов времени. — Изв. вузов. Приборостроение, 1969, № 3, с. 105—109.
43. Кунаев И. П., Богданов О. Н., Гонохин Г. Е. О минимизации разнородностей учитываемых технологических дефектов спусковых регуляторов часовых механизмов. Изв. вузов. — Приборостроение, 1969, № 4, с. 101—104.
44. Маганов М. М., Брунс В. М. Схемы привода для электронно-механических часов. — Тр. НИИчаспрома, 1976, вып. 22, с. 18—25.
45. Малкин Д. Д. Теория электромагнитных вибраторов. — Тр. НИИчаспрома, 1971, вып. 3, с. 75—86.

46. Мартыненко Г. П., Ефимов Л. Г. Цифровые индикаторы для наручных часов. М.: ЦНИИТЭИ, 1978. 22 с.
47. Мещеряков В. А., Нилов-Неловко Б. В., Кузнецов Н. Г. Исследование механических колебательных систем балансового типа с учетом их взаимодействия с опорной (платиной) прибора. Пенза: Пензенский политехнический институт, 1975, вып. 6. 20 с.
48. Мещеряков В. А. Исследование электромеханического балансового регулятора часового типа на упругих направляющих. — Изв. вузов. Приборостроение, 1973, № 12, с. 65—69.
49. Мияке А. Современное состояние и тенденция развития цифровых измерительных приборов/Пер. с япон. — Денси Тэмбо, 1972, т. 9, № 8, с. 2—25.
50. Нечаев Н. Т. Вероятностные расчеты нестабильности частоты. М.: Энергия, 1969. 221 с.
51. Новопашенский Г. Н. Информационно-измерительные системы. М.: Высшая школа, 1977. 206 с.
52. Новиков О. Д., Шполянский В. А., Ильин В. А. СЕВЭНА — Автоматизированная электронная система одного времени. — Тр. НИИчаспрома, 1970, вып. 1, с. 31—43.
53. Островский Г. Н., Балтаджи С. А., Грозденский Г. В. Эвольвентное зацепление для механизмов электронно-механических часов. — Тр. НИИчаспрома, 1973, вып. 13, с. 125—128.
54. Орлов В. А. Малогабаритные источники тока. Военное изд. мин. обороны, 1970, 224 с.
55. Парамонов Д. А. Регулировка балансовых часов. М.: Машиностроение, 1977. 223 с.
56. Пассинский А. М., Чернягин Б. М. Использование измерений мгновенного хода для оценки точностных характеристик часов. — Тр. НИИчаспрома, 1975, вып. 18, с. 78—84.
57. Пацын Н. И., Чернягин Б. М. Метод аналитического контроля качества наручных механических часов. Повышение эффективности часового производства. — Тр. НИИчаспрома, 1978, с. 62—63.
58. Пацын Н. И., Чернягин Б. М. Методы выборочного контроля наручных часов по оценочным числам. М.: ЦНИИТЭИ, 1972. 36 с.
59. Пипуныров В. Н., Чернягин Б. М. Развитие хронометрии в России. М.: Наука, 1977. 212 с.
60. Попова В. Д., Гольдберг Н. Б. Устройство и технология сборки часов. М.: Высшая школа, 1976. 475 с.
61. Половко А. Ф. М. Основы теории надежности. М.: Наука, 1964. 443 с.
62. Пятин Ю. М. Постоянные магниты. Справочник. М.: Энергия, 1971. 370 с.
63. Романов А. Л., Лысый В. А., Чернягин Б. М. Система управления качеством приборов времени на уровне предприятия, НИИ. — Тр. НИИчаспрома, 1975, вып. 18, с. 52—62.
64. Семиглазов А. М. Вопросы проектирования кварцевых генераторов. — В кн.: Проектирование статических преобразователей. М.: Энергия, 1974, с. 257—314.
65. Смагин А. Г., Ярославский М. И. Пьезоэлектричество кварца и кварцевые резонаторы М.: Энергия, 1970. 487 с.
66. Стрелков С. П. Введение в теорию колебаний. М.: Наука, 1964. 437 с.
67. Тищенко О. Ф. Зубчатые передачи часовых механизмов. М.: Машгиз, 1963. 211 с.
68. Туровцев А. В., Якубов А. Я., Ляпунов И. П. Бытовые часы с радио-коррекцией. — Тр. НИИчаспрома, 1976, вып. 22, с. 15—18.
69. Уокер, Альтман. Составление и перспективы производства электронных часов. — Электроника, 1974, № 25, с. 23—31.
70. Уокер. Цифровые часы: соревнование технологии — Электроника, 1976, № 12, с. 26—39.
71. Франк-Каменский Д. А. Наука о времени. — Природа, 1970, № 3, с. 11—19.
72. Хандельсман Ю. М., Радин А. Л. Экспериментальное сравнение миниа-

турных опор качения и скольжения, работающих в колебательном режиме. — Тр. НИИчаспрома, 1972, вып. 11, с. 65—69.

73. **Хандельсман Ю. М.** Камневые опоры. М.: Машиностроение, 1973, с. 152.

74. **Чернягин Б. М., Розенберг А. Л., Лысый В. А.** Метод оптимизации проектирования часов с учетом интересов изготовителя. — Тр. НИИчаспрома, 1975, вып. 20, с. 30—33.

75. **Шатов В. А.** Перспективность использования для подвижных объектов синхронно-импульсных хронометрических систем с коррекцией. — Тр. НИИчаспрома, 1975, вып. 20, с. 17—25.

76. **Шарыгин Л. Н.** Прибор для измерения моментов инерции малых деталей и жесткости спиральных волосков. — Тр. ЛИТМО, 1972, вып. 72, с. 31—47.

77. **Шполянский В. А.** Хронометрия. М.: Машиностроение, 1974. 654 с.

78. **Шполянский В. А.** О поведении часов при наличии случайного внешнего воздействия. — Тр. НИИчаспрома, 1970, вып. 1, с. 82—90.

79. **Шполянский В. А., Чичев Э. Х., Вашкин А. М.** Статистическая теория часов с учетом влияния среды и эффектов старения. — Тр. НИИчаспрома, 1975, вып. 17, с. 17—30.

80. **Шполянский В. А., Зыкова И. А.** Оптимизация технических средств хронометрии как основная задача их машинного проектирования на ЭВМ. — Тр. НИИчаспрома, 1972, вып. 11, с. 5—17.

81. **Шполянский В. А.** Позиционная ошибка спускового регулятора при случайных изменениях его ориентации в пространстве. — Тр. НИИчаспрома, 1960, № 1, с. 3—9.

82. **Шполянский В. А.** — Методы хронометрии. Повышение эффективности часового производства. — Труды НИИчаспрома, 1978, с. 5—19.

83. **Шполянский В. А., Шватов В. А.** Элементы общей теории управляющих хронометрических приборов. — Тр. НИИчаспрома, 1973, вып. 13, с. 5—17.

84. **Ясукава Х.** Кварцевые наручные часы и перспективы их развития/Пер. с япон. — Сеймицу Кикай, 1975, т. 42, № 1, с. 49—54.

85. **Amberg H.** Elektronische zeitnahme für leichtathletische kurzsteckenlanfe — Internationale Elektronische Rundschau, 1966, N 3, S. 144—146.

86. **Battarier** for elektroniska ur. — sven-Ur-opt. tidn, 1977, N 6—7, p. 20—22.

87. **Bateman D. A.** Quality factor Q and the practical performance of clocks. — Horological Journal, 1977, N 9, p. 48—55.

88. **Bolli-Heinz.** Die TN — Quarzhauptuhr mit integrierten MOS—Frequenzteilern. — Electro—Revue, 1975, N 31, S. 895—898.

89. **Chaleat R., Lallement G., Oudent C.** Formes d'oscillateurs annulaires introduisant des noeuds de deplacement. — Communication presentee a l'assemblee generale de la Societe chronometrique de France, 1965, N 5, p. 163—182.

90. **Glaser G.** Die Grundlagen der Zugfedern für Uhren. — Die Uhr, N 21, S. 55—58.

91. **Glaser G.** Elektromechanische Wandler für Quarz—Gebräuchsuhrn. — Uhren und Schmuck, 1974, N 1—3, S. 2—4; 48—50; 92—94.

92. **Krug G.** Elektrische Uhren. Gutenberg, 1974, S. 180.

93. **Mega-Hertz** quarzwerk. — Die Uhr, 1973, N 15, S. 25—26.

94. **Martinek Z., Rehor M.** Mechanische Uhren. Berlin, 1976, S. 114.

95. **Schmidlin F.** Elektrische und Elektronische Batterie—Grossuren, Lausanne, 1972, S. 264.

96. **Smith R.** The dilectron free balance clock. — Horological Journal, 1969, N 1, p. 8—10.

97. **Seikasha S.** A Lady's dress watch with a Quartz oscillator. — T. Horological inst. Jap., 1977, N 80, p. 1—11.

98. **Uhren** — integrierte schaltkreis streuert Flussigkristall — Anzeige — Funk Techn., 1976, N 23, p. 787—788.

99. **Wilhelmy H.** Quarz—Gebräuchsuhrn — Elektronik, 1973, N 1, S. 21—28.

100. **Yoda H.** Crystal oscillators growing influene in watch field — Japan Electronic Engineering, 1974, N 2, p. 2—16.

101. **Chaleat R.** Recherches sur la synchronisation — Annals Francaises de chronometrie, 1954, N 3, p. 167—234.

Предисловие	3
Глава 1. Типовые схемы часов	5
1.1. <i>Кинематические схемы</i>	—
Кинематические схемы механических и электронно-механических часов	—
Зубчатые передачи в приборах времени	12
Прибор для определения дефектов в зубчатой передаче часов	14
1.2. <i>Календарные устройства</i>	15
Схемы календарных устройств	—
Вывод основных расчетных соотношений	19
1.3. <i>Источники энергии, применяемые в приборах времени</i>	22
Классификация	—
Устройство и принцип действия пружинных двигателей	24
Основные расчетные соотношения	26
Механизмы автоподзавода	28
Прибор для контроля и регистрации вращающего момента пружинного двигателя	29
Электрические источники энергии для малогабаритных часов	31
1.4. <i>Погрешность приборов времени</i>	33
Статистические показатели погрешности часов	—
Метод контроля часов по оценочным числам	36
Вероятностный расчет температурной погрешности часов	37
Глава 2. Часовые колебательные системы	40
2.1. <i>Колебательные системы баланс—волосок</i>	—
Классификация	—
Устройство колебательной системы баланс—волосок	42
Период свободных колебаний баланса и способы регулирования периода	46
Влияние массы волоска на период колебаний баланса	51
Влияние неуравновешенности баланса на период колебаний	54
Теоретические основы селективной сборки системы баланс—волосок	60
2.2. <i>Камертонные часовые осцилляторы</i>	62
Устройство и принцип действия	—
Частота свободных колебаний камертонных осцилляторов	66
Расчеты замкнутых камертонов	69
2.3. <i>Кварцевые резонаторы приборов времени</i>	76
Типы срезов кварцевого элемента. Частоты колебаний	—

Устройство кварцевых резонаторов малогабаритных приборов времени	82
Влияние удара на кварцевый резонатор	86
2.4. Добротность часовых колебательных систем	89
Добротность колебательной системы баланс—волосок	—
Добротность камертонного осциллятора	91
Добротность кварцевого резонатора	95
Глава 3. Преобразователи электронно-механических приборов времени	98
3.1. Схемы преобразователей	—
Классификация	—
Механические и магнитно-механические преобразователи	99
Шаговые электродвигатели	104
3.2. Теория преобразователей электронно-механических приборов времени	108
Храповой преобразователь	—
Вилочный преобразователь	113
Палетно-червячный преобразователь	120
Шаговый электродвигатель	124
Глава 4. Генераторы приборов времени	128
4.1. Механические генераторы (спусковые регуляторы)	—
Классификация	—
Устройство и принцип действия генератора (регулятора) со свободным анкерным спуском	130
Импульсные кривые и к. п. д.	132
Генераторы с несвободным спуском	135
Функционирование генератора при малых периодах колебаний баланса	138
Прибор для контроля качества изготовления и сборки механизма спуска генератора	139
4.2. Электронно-механические генераторы (спусковые регуляторы)	141
Структура. Классификация	—
Генераторы (спусковые регуляторы) с колебательной системой баланс—упругий элемент	144
Камертонные генераторы	153
Электронно-механический прибор для определения моментов инерции малых деталей и жесткости спиральных пружин	159
4.3. Кварцевые генераторы	161
Глава 5. Кварцевые приборы времени	164
5.1. Цифровая индикация	—
5.2. Схемы кварцевых приборов времени	167
5.3. Приборы для определения интервалов времени	176
Глава 6. Динамика приборов времени	183
6.1. Вывод основных аналитических закономерностей	—
Обобщенное уравнение автоколебательного движения часового осциллятора и приближенные методы решения	—
Расчетные зависимости и устойчивость автоколебаний	186
Энергетические соотношения, переходный режим и стабилизация периода автоколебаний	187
6.2. Динамика электронно-механических генераторов	189
Определение моментов сил импульса и освобождения	—
Основные уравнения и расчетные формулы	192
Переходный режим и устойчивость автоколебаний	197
	327

Динамические характеристики и стабилизация периода автоколебаний	197
Динамика камертонного генератора	199
Метод определения дефектов сборки часового механизма по характеру изменения амплитуды колебаний осциллятора	201
Цифровой прибор для регистрации амплитуды автоколебаний осциллятора электронно-механических часов	205
6.3. Динамика кварцевого генератора	209
6.4. Динамика механических генераторов	213
Динамика генератора со свободным анкерным спуском	—
Динамика спускового регулятора без собственного периода колебаний баланса	217
6.5. Энергетические соотношения в автоколебательной системе приборов времени	220
Механическая система	—
Электронно-механическая система с балансовым осциллятором	223
Электронно-механическая система с камертонным осциллятором	224
6.6. Основы расчета генератора (спускового регулятора) электронно-механических часов	226
Задачи расчета и исходные данные	—
Расчет магнитной системы	—
Расчет параметров обмоток катушки схемы электропривода	229
Расчет баланса и волоска	231
Определение амплитуды колебаний осциллятора и расхода энергии источника питания	232
Расчет показателей надежности	233
6.7. Измерительные преобразователи часового типа	234
Классификация и структурная схема	—
Измерительный преобразователь с колебательной системой баланс—волосок	235
Измерительный преобразователь с камертонным осциллятором	238
Глава 7. Влияние внешних механических воздействий на часовую механику	242
7.1. Явление срыва (захватывания) автоколебательного движения в часах	—
7.2. Расчет опоры осциллятора с учетом ударного воздействия	245
7.3. Расчет амортизатора часового механизма	248
7.4. Ударное воздействие на осциллятор с упругим подвесом оси	252
7.5. Влияние внешних вибраций на осциллятор электронно-механических часов	256
7.6. Определение частот свободных продольных и поперечных колебаний спирального волоска	261
7.7. Исследование влияния вращения объекта на регулятор с несвободным спуском	264
7.8. Надежность и качество часов	271
Глава 8. Электрочасовые системы	274
8.1. Классификация. Общие замечания и определения	—
8.2. Типовые схемы электрочасовых систем	276
8.3. Электропервичные и электровторичные часы	282
8.4. Механизмы коррекции. Расчетные соотношения	292
8.5. Механизмы синхронизации. Расчетные соотношения	298
8.6. Динамика маятникового регулятора электропервичных часов	304
8.7. Управляющие приборы времени	310
Классификация. Термины и определения	—
Типовые схемы и параметры РВ и ПРВ	313
8.8. Применение часовых механизмов для стабилизации частоты вращения электродвигателей	320
Список литературы	322