

TALLINNA POLÜTEHNILISE
INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

СЕРИЯ А

№ 252

**ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
И
АВТОМАТИКЕ**

СБОРНИК СТАТЕЙ

V

332214

T061
T162
252

Рег. А-1459

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

СЕРИЯ А

№ 252

1967

УДК 621

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
И
АВТОМАТИКЕ

СБОРНИК СТАТЕЙ

V

ТАЛЛИН 1967

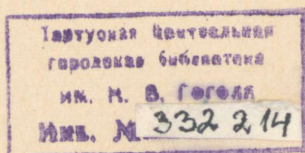
21.3+ 621.3.078

621.3

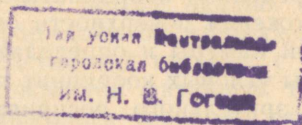
СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
1. Э. Шульц. Передача информации о пространственных характеристиках объектов активными телевизионными системами	3
2. Х. Таммет. Анализ схем широкополосных низкошумящих усилителей	11
3. В. Хейнрихсен. Некоторые особенности расчета магнитных цепей генераторов э.д.с. Холла	23
4. С. Сеппель. Динамика работы термисторных вакуумметров	29
5. О. Пикков. Синхронное и асинхронное релейное преобразование частотно-импульсного сигнала	41
6. Х. Линд. Автоматизация формовочного процесса запаянных ртутных вентилях (игнитронов)	55
7. М. Тарма. Стабилизация мощности высокочастотного лампового генератора	67
8. Я. Вайтмаа, К. Иыуду, И. Яковлев. Метод наложения вероятностных моделей как средство расчета и исследования сложных систем со случайными параметрами	79
9. Р. Рандма. Шаговые двигатели с печатными обмотками и динамика шагового электропривода	91
10. Г. Самолевский. О параметрах мостовой схемы температурной стабилизации электромашинного усилителя с поперечным полем	103
11. В. Лойгом. Свойства контакторов МКР-0-58	115

Статьи поступили в редакцию
2 июля 1966 г.



TARTU ÜIKOOLI
RAAMATUKOGU



УДК 621.397.9 : 531.717

Э. Шульц

ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ О ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ОБЪЕКТОВ АКТИВНЫМИ ТЕЛЕВИЗИОННЫМИ СИСТЕМАМИ

Рассматривается передача координат трехмерных объектов с помощью телевизионной системы, формирующей освещающий объекты первичный лучистый поток. Анализируется необходимая структура первичного лучистого поля.

Возможности существующих телевизионных систем в отношении передачи информации о пространственных характеристиках объектов ограничиваются передачей распределения яркости или цвета по двум пространственным координатам. При этом расположение каждой точки объекта, видимой с места нахождения передающей телевизионной камеры, характеризуется двумя угловыми координатами, определяющими направление на нее из некоторой точки (начала сферической системы координат), связанной с объективом камеры. Не являются исключением в этом отношении и системы объемного телевидения, не воспроизводящие также в явном виде информации о расстоянии до рассматриваемой точки объекта [1].

Необходимость передачи иных пространственных характеристик объектов, чем указанные выше угловые координаты, существует в первую очередь в прикладном телевидении. Сюда относятся, как случаи, когда необходимо передать информацию о расположении объектов в трехмерном пространстве, об их объемной конфигурации, рельефе поверхности и т. п., т. е. случаи, когда необходимо передавать все три пространственные координаты, так и случаи, когда достаточно передать одну или две пространственные координаты, не связанные однозначно с угловыми координатами, например — прямоугольные координаты. К последним относится, в частности, передача информации о линейных размерах, площади и т. п. В настоящее время такая передача осуществима только в условиях, когда объекты являются по существу двухмерными.

ми (тонкие листы) или передается силуэтное изображение трехмерных объектов, т. е. в условиях, когда в пространстве объектов задана поверхность (плоскость) и известен способ выделения на изображении точек объектов, принадлежащих этой поверхности. Определяют координаты этих точек, исходя из известного расположения поверхности относительно передающей телевизионной камеры и определяемых посредством телевизионной системы угловых координат точек объектов [2]. Ввиду особенностей зрительного восприятия изображения объектов передача третьей пространственной координаты точек объектов в явном виде в вещательном телевидении и в визуальных прикладных телевизионных системах не является необходимой. Однако такая возможность может представить интерес с точки зрения расширения возможностей построения объемных телевизионных систем, особенно в условиях, когда необходимо обеспечить создание правильного зрительного образа при перемещении глаз зрителя относительно воспроизводимого телевизионного изображения или правильное восприятие объемности несколькими зрителями, рассматривающими телевизионное изображение с различных позиций. Последняя задача принципиально решается методами голографии, однако при этом необходимы когерентные источники излучения (лазеры) [3].

В [4] рассмотрены возможности передачи информации о трех пространственных координатах объектов с помощью пассивных телевизионных систем. Ниже остановимся на некоторых вопросах решения этой задачи с помощью активных телевизионных систем. Для последних характерно, что первичный лучистый поток, освещающий объекты, создается и управляется самой телевизионной системой. Известной системой подобного класса является телевизионная система с бегущим лучом. При анализе ограничимся случаем использования некогерентных источников первичного лучистого потока. Большинство известных источников света, в том числе и применяемые в системах с бегущим лучом проекционные кинескопы, являются подобными источниками. Исключение составляют лишь лазеры. Кроме того, поле лучистого потока будем описывать фотометрическими характеристиками. Очевидно, что активные телевизионные системы могут быть использованы лишь в случае, если объекты являются только вторичными источниками излучения (точнее, влиянием лучистого потока, создаваемого объектами — первичными источниками излучения — можно пренебречь).

Активные телевизионные системы обладают дополнительными возможностями по сравнению с пассивными в отношении передачи информации о пространственных характеристи-

ках объектов, которые выражаются в следующем. Если объекты являются вторичными источниками излучения, то свойства изображения объектов определяются не только свойствами объектов, но и видом поля первичного лучистого потока. В случае использования активных телевизионных систем поле первичного лучистого потока задано. Тем самым задана и определенная информация об изображении объектов. В первую очередь представляет интерес, с точки зрения оценки предельных возможностей активных телевизионных систем, исследовать возможности создания такого поля первичного лучистого потока, при котором была бы исключена необходимость иметь априорную информацию о свойствах самих объектов, при передаче информации о трех пространственных координатах объектов.

Согласно [1] для этого необходимо создать поле первичного лучистого потока с такой структурой, чтобы задание поля было бы достаточно для решения следующих двух задач: 1) определить поверхность, в которой лежит первичный луч, по характеристикам соответствующего ему отраженного луча; 2) выделить из всей совокупности отраженных лучей лучи, претерпевшие однократное отражение.

Первая задача может быть решена, если поле первичного лучистого потока будет иметь структуру в виде совокупности поверхностей $\{S_{n_i}\}$, заполняющих все пространство объектов. Для каждой из поверхностей S_{n_i} должны быть известны признаки, позволяющие отличить лучи, принадлежащие этой поверхности, от лучей, принадлежащих другим поверхностям. Эти признаки должны быть такими, чтобы подобное разделение было бы осуществимо и после отражения лучей объектами. Ввиду того, что при отражении изменяются пространственные характеристики лучей и их интенсивность, то следовательно, для разделения можно использовать только линейные операции и производить такое разделение не по пространственным характеристикам отраженных лучей, а по виду распределения яркости отраженных лучей b_0 по спектру λ и во времени t , т. е. по функции $b_0(\lambda, t)$. Из теории линейного разделения сигналов известно, что необходимым и достаточным условием разделимости функций $b_{0i}(\lambda, t)$ является их линейная независимость [5]. При выполнении этого условия существует оператор разделения такой, что

$$\Gamma_m\{b_0(\lambda, t)\} = \Gamma_m \sum_{i=1}^n b_{0i}(\lambda, t) = b_{0m}(\lambda, t) \quad (1)$$

и позволяющий из всей совокупности отраженных объектами лучей выделить лучи, отраженные элементами объектов, рас-

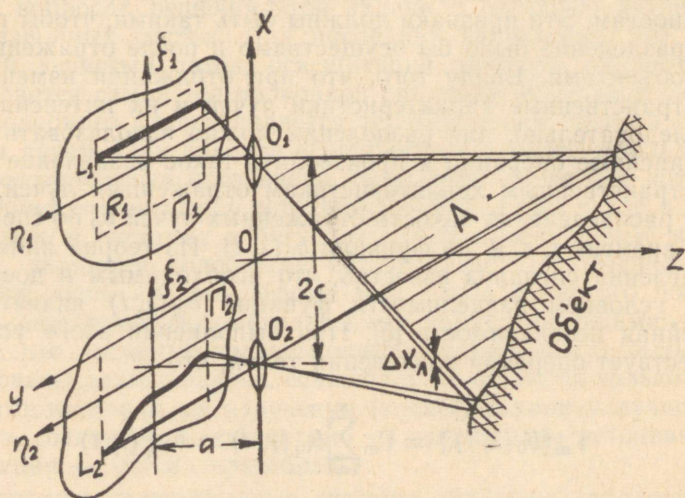
положенных на поверхности S_m .

Здесь

$$b_{0i}(\lambda, t) = \rho_i(\lambda, t) b_{pi}(\lambda, t), \quad (2)$$

где $\rho_i(\lambda, t)$ — величина, пропорциональная коэффициенту яркости и характеризующая связь между яркостями падающего и отраженного лучей; $b_{pi}(\lambda, t)$ — распределение лучистой яркости для первичных лучей.

Из (2) следует, что выбор признаков, позволяющих осуществить селекцию поверхностей (1) по отраженным лучам должен производиться с учетом отражательных свойств объектов, а именно ρ должна быть медленно меняющейся функцией, по сравнению с b_p , той переменной или тех переменных, распределение по которым используется для селекции. Принципиально здесь применимы различные методы линейной селекции с использованием распределения как по t , так и по λ , а также комбинированная селекция с использованием двухмерности функции $b_0(\lambda, t)$. В качестве примера можно указать на селекцию типа временной по t (здесь название метода заимствовано из общей теории линейного разделения сигналов и не связано с физической природой переменных t и λ), при которой поверхности S_{pi} создаются путем развертки пространства объектов последовательно во времени совокупностью лучей, образующих (в рассматриваемый момент времени) одну поверхность. На фиг. 1 такая поверхность A об-



Фиг. 1. Формирование поля первичного лучистого потока и селекции отраженных лучей

разуется путем проекции в пространство объектов с помощью объектива O_1 , светящейся линии L_1 . Эта линия, перемещаясь во времени по поверхности Π_1 просвечивающего устройства, образует на нем растр R_1 . Оператор разделения здесь имеет вид

$$\Gamma_m\{b_0(\lambda, t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t_m - t) b_0(\lambda, t) dt,$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция. Смысл этого выражения состоит в том, что в момент времени t_m все отраженные лучи принадлежат к поверхности S_{Π_m} .

Приведенный пример основывается на использовании методов и технических средств, применяемых в настоящее время в телевидении. Другие возможные методы селекции типа частотной селекции по t или λ или типа временной селекции по λ до сих пор не нашли применения в телевидении и возможности их применения не исследовались.

Изучение путей решения второй задачи показывает, что для этого необходимо создать поле первичного лучистого потока в виде совокупности точек (элементов объема) $\{M_{ijk}\}$, каждая из которых характеризуется своим распределением $b_{\Pi_{ijk}}$, линейно независимым от такого распределения для остальных точек пространства объектов. В этих условиях меняется сам характер процесса передачи информации о пространственных координатах объектов, так как координаты всех точек M_{ijk} с характеризующими их распределениями $b_{\Pi_{ijk}}(\lambda, t)$ известны априорно и достаточно только произвести анализ по виду распределения $b_0(\lambda, t)$ для лучей, выходящих из пространства объектов, чтобы определить пространственные характеристики всех точек объектов, видимых с поверхности, где воспринимаются отраженные лучи.

Элементарной составной частью любого поля лучистого потока является луч, т. е. линия. Могут быть созданы поля в виде совокупности линий (в рассматриваемом случае — прямых) и образованных из них поверхностей, но исключена возможность создания поля с точечной структурой. Тем самым исключается и возможность решения второй задачи и, следовательно, самой передачи информации о трех пространственных координатах объектов при помощи активных телевизионных систем без ограничения свойств объектов, т. е. без определенной априорной информации непосредственно о них.

Существует множество способов задания априорной информации об объектах, позволяющих решить одновременно

обе рассмотренные выше задачи и тем самым осуществить передачу изображения трехмерных (в реальном пространстве) объектов. Вид априорной информации определяет и способы решения задач. При этом наряду с рассмотренными выше линейными методами селекции могут быть использованы и другие, как например, селекция по распределению лучистой яркости b_0 по пространственным координатам, а также нелинейные методы селекции. Определяющим при выборе метода селекции является характер априорной информации, т. е. свойства объектов.

В качестве примера на фиг. 1 приведен случай, когда класс объектов, изображения которых передаются, ограничивается объектами с диффузным отражением падающего на них лучистого потока, причем размеры объектов по оси x превышают толщину освещающего луча Δx_l (имеются в виду размеры участков, в пределах которых q не меняется). В этом случае вторая задача — выделение лучей, претерпевших однократное отражение, — решается путем селекции отраженных лучей по виду распределения b_0 по вертикали. Для этого изображение объектов проектируется с помощью объектива O_2 на фотокатод передающей телевизионной трубки Π_2 , где лучи, претерпевшие однократное отражение, создадут линию L_2 . Эта линия может быть выделена при считывании спроектированного изображения объектов по характеру распределения освещенности по ξ_2 . Пространственные координаты освещенных точек объектов определяются через заданное расположение в пространстве поверхностей Π_1 и Π_2 , центров проекции (объективов O_1 и O_2) и координаты соответствующих точек линии L_1 и L_2 :

$$x = \frac{c(\xi_1 + \xi_2)}{\xi_1 - \xi_2};$$

$$y = -\frac{2c\eta}{\xi_1 - \xi_2};$$

$$z = \frac{2ac}{\xi_1 - \xi_2}.$$

В условиях, когда объекты осуществляют диффузное отражение, возможна работа активной телевизионной системы, создающей поле первичного лучистого потока со структурой, приближающейся по своим свойствам к рассмотренной выше точечной структуре. Таково поле первичного лучистого потока, имеющее вид трех совокупностей взаимно-пересекающихся поверхностей (плоскостей) $\{S_{\pi_i}\}$, $\{S_{\pi_j}\}$ и $\{S_{\pi_k}\}$ с разделением по $b_{\pi}(\lambda, t)$. Тогда для каждой точки M_{ijk} отраженные в этой точке лучи будут характеризоваться распределением

$$b_{ojik}(\lambda, t) = \varrho_i(\lambda, t) b_{pi}(\lambda, t) + \varrho_j(\lambda, t) b_{pj}(\lambda, t) + \varrho_k(\lambda, t) b_{pk}(\lambda, t), \quad (3)$$

линейно независимым от аналогичных распределений для лучей, отраженных в других точках пространства объектов. Здесь ϱ_i , ϱ_j и ϱ_k — величины, пропорциональные коэффициентам яркости для рассматриваемого направления отражения лучей и соответственно заданные для трех направлений падения первичных лучей. При этом выбором распределений b_{pi} , b_{pj} и b_{pk} необходимо обеспечить условия, при которых ни одна из слагаемых правой части уравнения (3) не была бы равна тождественно нулю. Подобная система может работать по принципу, рассмотренному выше применительно к точечной структуре поля. Естественно, что аналогичные условия могут быть получены, если поле имеет структуру в виде совокупностей взаимно пересекающихся поверхностей $\{S_{pi}\}$ и линии $\{L_{pj}\}$ и т. п.

Следует отметить, что и в активных телевизионных системах может быть реализован принцип накопления. Определяющим при этом является метод селекции отраженных лучей. Например, в системе, принцип работы которой поясняется на фиг. 1, время накопления может достигать периода развертки строки.

Сопоставление активных телевизионных систем с пассивными, рассмотренными в [4], показывает, что операции, подлежащие выполнению в телевизионной системе при извлечении при помощи ее информации о пространственных характеристиках трехмерных объектов из воспринимаемого телевизионной системой лучистого потока, реализуемы существенно проще для систем первого вида.

ЛИТЕРАТУРА

1. Э. А. Шульц. Преобразование сообщений в телевизионной системе. Труды учебных институтов связи, вып. 17. Ленинград, 1963.
2. В. С. Полоник. Прикладное телевидение. Госэнергоиздат, 1962.
3. И. П. Налимов. Лазерная холография — основные принципы и применения (обзор). Зарубежная радиоэлектроника, 1966, № 2.
4. Э. А. Шульц. Измерение пространственных характеристик объектов при помощи средств телевизионно-вычислительной техники, Сб. научно-техн. статей, вып. 1. Научно-исслед. электротехн. институт, Таллин, 1965.
5. А. А. Харкевич. Очерки общей теории связи. Гос. изд. техн. теорет. лит., 1955.

УДК 621.375.221 : 621.391.822

Х. Таммет

**АНАЛИЗ СХЕМ ШИРОКОПОЛОСНЫХ
НИЗКОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Необходимость измерять очень слабые сигналы, часто в широкой полосе частот до 1—10 Мгц, возникает в ряде приложений электронной измерительной техники. В состав каждого измерительного устройства входит и усилитель, к входной части которого (т. н. предусилителю) предъявляют строгие требования, включающие низкий уровень собственных шумов, достаточно большой коэффициент усиления, большое входное сопротивление, малая входная емкость, малые габариты и т. д. Удовлетворить всем требованиям одновременно практически не удается, поэтому придется выбрать схему и конструкцию предусилителя по важнейшим параметрам.

В настоящей работе рассматривается задача выбора схемы предусилителя по минимальным собственным шумам, одновременно имеющую малую входную проводимость, широкую полосу пропускания, малые габариты.

В указанном диапазоне частот из всех ныне распространенных усилительных элементов (электронные лампы, транзисторы, туннельные и параметрические приборы и т. д.) самые лучшие шумовые свойства и входные параметры (одновременно) имеют электронные лампы [1, 10, 11]. Наличие разных типов электронных ламп (триоды, пентоды) и возможных видов их включения (схемы с общим катодом — ОК, с общей сеткой — ОС, с общим анодом — ОА) делает необходимым подробное изучение свойств всех вариантов с целью выбора оптимальной схемы при заданных условиях.

Так как шумовые характеристики и входные параметры усилителя определяются, главным образом, входной лампой и ее нагрузкой (следующим каскадом), целесообразно провести анализ двух первых каскадов совместно. Очевидно, что из двух ламп с разным способом включения (ОК ОС, ОА) можно составлять 9 разных вариантов, из которых более приемлемы пять: ОК + ОК, ОК + ОА, ОК + ОС, ОА + ОК,

ОА + ОС. Варианты с ОС в первом каскаде имеют очень низкое входное сопротивление и поэтому применяются редко, а вариант ОА + ОА имеет усиление по напряжению меньше 1. Из приведенных вариантов в низкошумящих усилителях в большинстве случаев применяется схема ОК + ОС (т. н. каскадная схема) с триодами в обоих каскадах [1, 2, 3, 9, 12]. Ниже приводится анализ и сравнение вариантов схем.

Основы расчета. При анализе схем нами используется система Y-параметров, которая для схем ОК, ОС и ОА приведена в табл. 1 [4, 5]. На средних частотах можно применять приближительные Y-параметры, где не учитываются паразитные емкости электронных ламп.

Таблица 1

Y — параметры электронной лампы в включении ОК, ОС и ОА

Параметр	точно			приблизительно		
	ОК	ОС	ОА	ОК	ОС	ОА
Y_{11}	$Y_{gk} + Y_{ga}$	$S + Y_{gk} + Y_{ak}$	$Y_{gk} + Y_{ga}$	0	$S + \frac{1}{R_1}$	0
Y_{12}	$-Y_{ga}$	$-Y_{ak}$	$-Y_{gk}$	0	$-\frac{1}{R_1}$	0
Y_{21}	$S - Y_{ga}$	$-(S + Y_{ak})$	$-(S + Y_{gk})$	S	$-\left(S + \frac{1}{R_1}\right)$	-S
Y_{22}	$Y_{ak} + Y_{ga}$	$Y_{ak} + Y_{ga}$	$S + Y_{ak} + Y_{gk}$	$\frac{1}{R_1}$	$\frac{1}{R_1}$	$S + \frac{1}{R_1}$

Основные параметры усилительного каскада выражаются через Y-параметры следующим образом [4, 5]:

Коэффициент усиления по напряжению:

$$\dot{K} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n}; \quad (1)$$

входная проводимость

$$Y_{вх} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_n} = Y_{11} + \dot{K}Y_{12}; \quad (2)$$

выходная проводимость

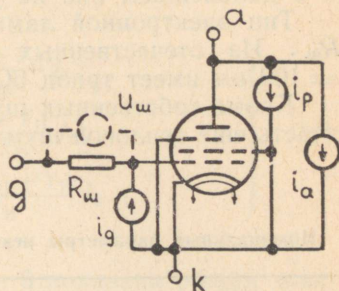
$$Y_{вых} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_0 + Y_{11}}, \quad (3)$$

где Y_n — проводимость нагрузки,
 Y_0 — проводимость источника.

Шумы электронных ламп. Шумовые свойства электронных ламп обычно выражаются через эквивалентное шумовое со-

противление $R_{ш}$, включенное последовательно в цепи управляющей сетки лампы с ОК [4, 6]. Через $R_{ш}$ учитывается только дробовой шум анодного тока и шум токораспределения (у пентодов), генераторы которых изображены на фиг. 1. Спектральная плотность* напряжения, генерируемая $R_{ш}$ в цепь сетки

Фиг. 1. Подключение шумовых генераторов электронной лампы



$$\bar{u}_{ш}^2 = 4kT_0R_{ш} [b^2/g\mu],$$

где k — постоянная Больцмана ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ дж/град),
 T_0 — нормальная температура ($T_0 = 290^\circ \text{K}$).

Связь спектральной плотности тока генераторов и $R_{ш}$ имеет вид

$$\bar{i}_a^2 + \bar{i}_p^2 = 4kT_0R_{ш}S^2.$$

В электронных лампах существует ряд других видов шумов, как фликкер-шумы, дробовые шумы тока управляющей сетки, наведенные сеточные шумы [2, 4]. Фликкер- и наведенный сеточный шумы имеют резкую зависимость от частоты и соответственно на частотах от 10 Кгц и до 10 Мгц они ничтожны [7]. Спектры дробовых шумов анодного и сеточного токов равномерны до очень высоких частот (10^9 гц).

Величина спектральной плотности генератора дробового шума тока управляющей сетки зависит от суммы абсолютных значений всех компонент тока управляющей сетки I_g

$$\bar{i}_g^2 = 2eI_g,$$

где e — заряд электрона ($e = 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ к}$).

Значение тока I_g зависит от типа, экземпляра и режима электронной лампы, и обычно находится в пределах 10^{-10} —

* Для упрощения записи здесь и в дальнейшем используются спектральные плотности напряжений и токов, которые для получения величин напряжений и токов необходимо умножать на эффективную полосу пропускания Δf .

— 10^{-9} а, редко достигая значения 10^{-7} а [1, 6]. Поэтому при низкоомных входных цепях ($R_0 < 10^3 - 10^4$ ом) дробовой шум тока сетки намного меньше шума анодного тока [1, 8], т. е.

$$\bar{u}_c^2 = 2el_g R_0^2 \ll \bar{u}_{ш}^2$$

и в дальнейшем она не учитывается.

Тип электронной лампы выбирается только по величине $R_{ш}$. Из отечественных ламп наименьшее значение $R_{ш} = 100$ ом имеет триод 6С15П (табл. 2) [6].

Кроме собственных шумов электронных ламп необходимо учесть еще тепловой шум сопротивлений в цепях лампы, рав-

Таблица 2

Номинальные параметры некоторых маломушмящих электронных ламп

Тип	S ма/в	R_1 ком	μ	$\frac{C_{вх}}{C_{гk}}$ пф	$\frac{C_{нр}}{C_{аг}}$ пф	$\frac{C_{вых}}{C_{ак}}$ пф	$C_{кт}$ пф	$R_{ш}$ ом	$R_{кат}$ ом	I_a ма
6С3П	19,5	2,56	50	6,4	2,2	1,55	7	200	100	16
6С15П	45	1,15	52	11	5	1,8	9,5	100	30	40
6Ж9П	17,5	150	2630	8,5	0,03	3,0	7	350	80	15,5
6Ж11П	28	34	952	14	0,05	3,5	10	240	50	25
6С4П	19,5	2,56	50	$\frac{C_{к-г,t}}{C_{ак}}$ 11,5	$\frac{C_{ак}}{C_{а-г,t}}$ 0,17	$\frac{C_{а-г,t}}{C_{ак}}$ 3,75		200	100	16

ный [4, 7]

$$\bar{u}_T^2 = 4kTR \text{ или } \bar{i}_T^2 = 4kT \frac{1}{R},$$

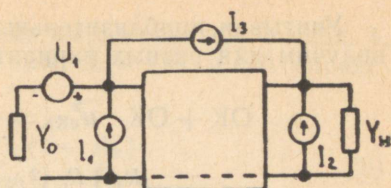
где T — абсолютная температура сопротивления,

R — активная составляющая сопротивления.

При прохождении тока через непроволочное сопротивление на низких частотах (до $10-50$ Кгц) возникает дополнительный шум контактного происхождения, обычно величиной $20-100$ раз больше теплового шума. Поэтому желательно применять сопротивления проволочного типа во входных каскадах усилителя.

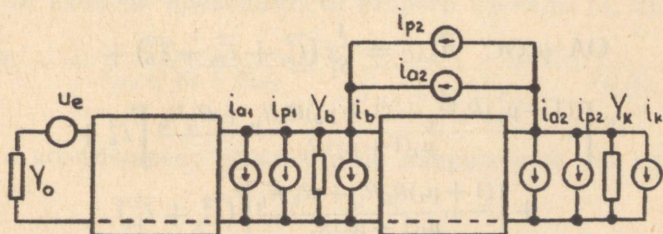
Перенос генераторов шума. При расчете шумовых свойств схем целесообразно провести приведение всех генераторов шума во входную цепь усилителя (фиг. 2), согласно методике [5], при помощи следующих уравнений:

Фиг. 2. Приведение к входу генераторов шума



$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \dot{K}_1 I_2 = - \frac{Y_0 + Y_{11}}{Y_{21}} I_2; \\ u_1 &= \dot{K}_u I_2 = - \frac{Y_0 + Y_{11}}{Y_0 Y_{21}} I_2; \\ I_1 &= \dot{K}_t I_3 = \frac{Y_0 + Y_{11} + Y_{21}}{Y_{21}} I_3. \end{aligned} \right\} (4)$$

Шумовые свойства схем. На фиг. 3 показана общая эквивалентная схема для расчета шумов рассматриваемых вариантов. Шумовые генераторы дробового шума анодного тока i_a и шума токораспределения i_p включены при схеме ОК и ОА на выходе каскада, при схеме ОС — в цепи обратной связи. Шумовые генераторы i_b , i_k представляют термошумы проводимостей Y_b , Y_k .



Фиг. 3. Общая эквивалентная схема шумов

Общая формула для спектра эквивалентного входного шумового генератора имеет вид:

$$\bar{u}_e^2 = \dot{K}_{u_1}^2 (\bar{i}_{a_1}^2 + \bar{i}_{p_1}^2 + \bar{i}_b^2) + \dot{K}_{u_1}^2 \dot{K}_{i_2}^2 (\bar{i}_{a_2}^2 + \bar{i}_{p_2}^2 + \bar{i}_k^2) + \dot{K}_{u_1}^2 \dot{K}_{i_2}^2 (\bar{i}_{a_2}^2 + \bar{i}_{p_2}^2).$$

Учитывая приближительные значения параметров (табл. 1), получим для разных вариантов:

$$\begin{aligned} \text{OK} + \text{OK} \quad \bar{u}_{\text{eKK}}^2 &= \frac{1}{S_1^2} (\bar{i}_{a_1}^2 + \bar{i}_{p_1}^2 + \bar{i}_b^2) + \\ &+ \left(\frac{R_b + R_{i_1}}{\mu_1 S_2 R_b} \right)^2 (\bar{i}_{a_2}^2 + \bar{i}_{p_2}^2 + \bar{i}_k^2); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{OK} + \text{OA} \quad \bar{u}_{\text{eKA}}^2 &= \frac{1}{S_1^2} (\bar{i}_{a_1}^2 + \bar{i}_{p_1}^2 + \bar{i}_b^2) + \\ &+ \left(\frac{R_b + R_{i_1}}{\mu_1 S_2 R_b} \right)^2 (\bar{i}_{a_2}^2 + \bar{i}_{p_2}^2 + \bar{i}_k^2); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{OK} + \text{OC} \quad \bar{u}_{\text{eKC}}^2 &= \frac{1}{S_1^2} (\bar{i}_{a_1}^2 + \bar{i}_{p_1}^2 + \bar{i}_b^2) + \\ &+ \left[\frac{(R_{i_1} + R_b) R_{i_2} + (1 + \mu_2) R_{i_1} R_b}{\mu_1 (1 + \mu_2) R_b} \right]^2 \bar{i}_k^2 + \\ &+ \left[\frac{(R_{i_1} + R_b) R_{i_2}}{\mu_1 (1 + \mu_2) R_b} \right]^2 (\bar{i}_{a_2}^2 + \bar{i}_{p_2}^2); \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{OA} + \text{OK} \quad \bar{u}_{\text{eAK}}^2 &= \frac{1}{S_1^2} (\bar{i}_{a_1}^2 + \bar{i}_{p_1}^2 + \bar{i}_b^2) + \\ &+ \left[\frac{R_b (1 + \mu_1) + R_{i_1}}{\mu_1 R_b S_2} \right]^2 (\bar{i}_{a_2}^2 + \bar{i}_{p_2}^2 + \bar{i}_k^2); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{OA} + \text{OC} \quad \bar{u}_{\text{eAC}}^2 &= \frac{1}{S_1^2} (\bar{i}_{a_1}^2 + \bar{i}_{p_1}^2 + \bar{i}_b^2) + \\ &+ \left[\frac{(1 + \mu_1) R_b R_{i_2} + (1 + \mu_2) R_b R_{i_1} + R_{i_1} R_{i_2}}{\mu_1 (1 + \mu_2) R_b} \right]^2 \bar{i}_k^2 + \\ &+ \left[\frac{(1 + \mu_1) R_b R_{i_2} + R_{i_1} R_{i_2}}{\mu_1 (1 + \mu_2) R_b} \right]^2 (\bar{i}_{a_2}^2 + \bar{i}_{p_2}^2). \end{aligned}$$

Согласно грубой оценке выражений видим, что

$$\bar{u}_{\text{eKK}}^2 = \bar{u}_{\text{eKA}}^2 \approx \bar{u}_{\text{eKC}}^2 \approx \frac{1}{2} \bar{u}_{\text{eAK}}^2 \approx \frac{1}{2} \bar{u}_{\text{eAC}}^2.$$

Поэтому для получения минимального уровня шумов преусилителя нужно выбрать схему ОК с триодом ($\bar{i}_{p_1}^2 = 0$) в первом каскаде.

Входная емкость. Как видно из выражения (3) и табл. 1, входная емкость предусилителя для схем ОК и ОА определяются [4]

$$\begin{aligned} C_{\text{вхК}} &= C_{\text{гк}} + C_{\text{аг}}(1 - K_{\text{К}}); \\ C_{\text{вхА}} &= C_{\text{аг}} + C_{\text{гк}}(1 - K_{\text{А}}), \end{aligned} \quad (6)$$

где $K_{\text{К}}$ и $K_{\text{А}}$ — коэффициенты усиления по напряжению схем ОК и ОА.

Имея в виду реальные величины междуэлектродных емкостей (табл. 2) и учитывая, что $K_{\text{К}} \ll 0$ и $K_{\text{А}} \approx 1$, получаем

$$C_{\text{вхК}} > C_{\text{вхА}}.$$

Динамическая часть емкости $C_{\text{вхК}}$ уменьшается при уменьшении $K_{\text{К}}$, что достигается увеличением проводимости нагрузки каскада. Такой эффект характерный каскоднему усилителю, где нагрузкой каскада ОК является большая входная проводимость каскада ОС:

$$Y_{\text{вхС}} \approx \frac{1 + \mu}{R_i + R_{\text{к}}}.$$

Особенно выгодно использовать в каскаде ОС пентод, т. к. у пентода обычно $R_i \gg R_{\text{к}}$ и $Y_{\text{вхС}} \approx S$.

Коэффициент усиления и частотные свойства. Коэффициент усиления по напряжению первого каскада требуется для определения динамической емкости каскада (6) и имеет вид с учетом входной проводимости второго каскада (1, 2):

$$\dot{K}_1 = - \frac{Y_{22,1}}{Y_{22,1} + Y_{\text{б}} + Y_{\text{вх2}}} = - \frac{Y_{21,1}}{Y_{21,1} + Y_{\text{б}} + Y_{11,2} - \frac{Y_{12,2}Y_{21,2}}{Y_{22,2} + Y_{\text{к}}}},$$

из чего коэффициент усиления по напряжению на средних частотах

$$\text{для схемы ОК} + \text{ОК} \quad K_{\text{1КК}} = - \frac{\mu_1 R_{\text{б}}}{R_{\text{б}} + R_{i_1}};$$

$$\text{для схемы ОК} + \text{ОС} \quad K_{\text{1КС}} = - \frac{\mu_1}{1 + \frac{R_{i_1}}{R_{\text{б}}} + R_{i_1} \frac{1 + \mu_2}{R_{i_2} + R_{\text{к}}}}. \quad (7)$$

Для определения динамической емкости на высших частотах следует применять комплексный коэффициент усиления, что при $S \gg p C_{\text{га}}$

$$\dot{K}_{1KK} = K_{1KK} \frac{1 + p\tau_2}{1 + p(\tau_1 + \tau_2 + \tau_5) + p^2\tau_1\tau_2}$$

$$\dot{K}_{1KC} = K_{1KC} \frac{1 + \tau_2}{1 + p\left(\frac{\tau_2 + \tau_3}{1 + MN} + \frac{MN}{1 + MN}\tau_4\right) + p^2\frac{\tau_2\tau_3}{1 + MN}}$$

где $\tau_1 = M(C_{ak_1} + C_{ga_1} + C_b + C_{gk_2} + C_{ga_2})$,

$$\tau_2 = \frac{R_{i_2}R_k}{R_{i_2} + R_k}(C_{ak_2} + C_{ga_2} + C_k),$$

$$\tau_3 = M(C_{ak_1} + C_{ga_1} + C_b + C_{gk_2} + C_{gl_2}),$$

$$\tau_4 = R_k(C_{ag_2} + C_k),$$

$$\tau_5 = \frac{M\mu_2 R_k}{R_{i_1} + R_k} C_{ga_2},$$

$$M = \frac{R_{i_1}R_b}{R_{i_1} + R_b},$$

$$N = \frac{1 + \mu_2}{R_{i_2} + R_k}.$$

Коэффициент усиления двух каскадов характеризует усилительные и частотные свойства вариантов:

$$\dot{K}_{12} = \dot{K}_1 \dot{K}_2 = \frac{Y_{21,1}}{Y_{22,1} + Y_b + Y_{bx2}} \cdot \frac{Y_{21,2}}{Y_{22,2} + Y_k},$$

что на средних частотах для схем ОК + ОК и ОК + ОС имеет вид

$$K_{12KK} = \frac{\mu_1\mu_2 R_b R_k}{(R_{i_1} + R_b)(R_{i_2} + R_k)},$$

$$K_{12KC} = \frac{\mu_1(1 + \mu_2)R_k}{\left(1 + \frac{R_{i_1}}{R_b}\right)(R_{i_2} + R_k) + R_{i_1}(1 + \mu_2)}. \quad (8)$$

Комплексный коэффициент усиления при высоких частотах (при $S \gg pC_{ga}$)

$$\dot{K}_{12KK} = \frac{K_{12KK}}{1 + p(\tau_1 + \tau_2 + \tau_5) + p^2\tau_1\tau_2},$$

или

$$\dot{K}_{12KC} = \frac{K_{12KC}}{1 + p\left(\frac{\tau_2 + \tau_3}{1 + MN} + \frac{MN}{1 + MN}\tau_4\right) + p^2\frac{\tau_2\tau_3}{1 + MN}}, \quad (9)$$

которые могут быть представлены в виде

$$\dot{K}_{12} = \frac{K_{12}}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)}$$

Полюсы ω_1 и ω_2 являются частотами среза логарифмической амплитудно-частотной характеристики на высших частотах. При $\omega_1 < \omega_2$ произведение $\omega_1 K_{12}$ характеризует усиленно-частотные свойства усилителя.

Сравнение вариантов схем. Убедившись, что минимальные собственные шумы имеют усилители схемой ОК в первом каскаде, ограничимся рассмотрением только трех вариантов.

Схема ОК + ОА имеет коэффициент усиления меньше, чем схема ОК + ОС, причем большой коэффициент усиления первого каскада K_1 повышает динамическую емкость входа. Низкое выходное сопротивление второго каскада допускает соединение к выходу коаксиального кабеля, но выносная головка состоит из двух ламп. Так как схема ОК + ОС имеет явные преимущества перед ОК + ОА — малый K_1 и возможность подключения кабеля между 1 и 2 каскадом ввиду низкого входного сопротивления каскада ОС [2], то лучшей следует считать схему ОК + ОС.

Для более конкретного сравнения вариантов ОК + ОС и ОК + ОК были рассчитаны значения спектральной плотности эквивалентного шумового напряжения u_e по (5), коэффициент усиления первого каскада K_1 по (7) и двух каскадов K_{12} по (8), динамической емкости C_d по (6), частот среза ω_1 , ω_2 из (9) и произведения $\omega_1 K_{12}$.

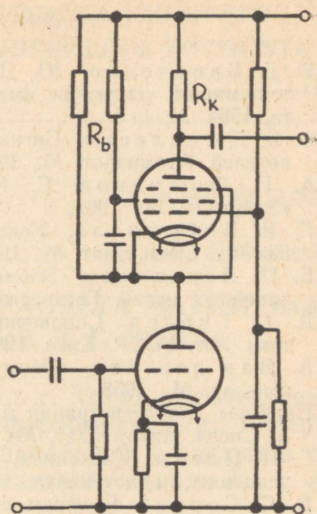
Обычные схемы ОК + ОС и ОК + ОК с одинаковыми лампами 6С15П) были сопоставлены со схемами ОК + ОС, ОК + ОК на двух разных лампах (6С15П + 6С4П или 6Ж9П), параметры которых приведены в табл. 2. Варианты были рассчитаны при сопротивлении нагрузки R_k 1 и 10 ком и $C_k = 10$ нф, причем для схемы ОК + ОК сопротивление нагрузки R_b в одном случае было $R_b = R_k$, во втором равнялось входному сопротивлению каскада ОС на той же лампе и том же режиме, что позволяет сравнивать схемы ОК + ОС и ОК + ОК при одинаковой C_d .

По результатам расчета, которые внесены в табл. 3, видно, что схемы ОК + ОК имеют хорошие шумовые и усиленно-частотные свойства, но динамическая емкость большая. Уменьшение анодного сопротивления R_b уменьшает емкость C_d , но шумы увеличиваются, чего не наблюдается при каскадной схеме. Таким образом, совместно по шумовым и входным параметрам более эффективным является каскод-

Результаты расчета разных вариантов схем, где подчеркнуты () и плохие (=====) параметры

R_k ком		6С15П + 6С15П			6С15П + 6С4П			6С15П + 6Ж9П			6С3П + 6С4П
		ОК+ОС	ОК+ОК	ОК+ОК	ОК+ОС	ОК+ОК	ОК+ОК	ОК+ОС	ОК+ОК	ОК+ОК	ОК+ОС
1,0	R_b ком	—	0,0405	1,0	6,8	0,070	1,0	6,8	0,0574	1,0	—
10		—	0,21	10	13	0,246	10	13	0,0608	10	—
1,0	$\bar{u}_e^2 \times 10^{-20}$ v^2/gz	1,619	<u>2,352</u>	1,612	1,622	<u>2,105</u>	1,615	1,623	<u>2,714</u>	1,619	<u>3,297</u>
10		1,602	1,665	1,602	1,603	1,676	1,603	1,604	<u>2,591</u>	1,604	<u>3,207</u>
1,0	K_1	1,78	1,78	24,2	2,96	2,98	24,2	2,45	2,47	24,2	1,33
10		8,05	8,05	46,6	9,05	9,14	46,6	2,60	2,61	46,6	4,38
1,0	C_d нф	13,9	13,9	<u>126</u>	19,8	19,9	<u>126</u>	17,3	17,4	<u>126</u>	<u>5,6</u>
10		45,3	45,3	<u>238</u>	50,3	50,8	<u>238</u>	18,0	18,1	<u>238</u>	12,9
1,0	K_{12}	43,7	43,0	584	42,2	41,8	352	42,7	42,7	420	19
10		382	374	2170	366	365	1850	427	429	7650	178
1,0	ω_1 10^6 рад/сек	47	58	11	50,7	60	26,2	62,7	52,8	50,7	50,2
10		5,35	14,6	3,52	5,92	16,6	6,8	6,2	5,67	5,4	5,4
1,0	ω_2 10^6 рад/сек	1330	1245	473	873	797	225	552	855	90,5	965
10		1330	557	410	865	329	159	555	807	464	970
1,0	$\omega_1 K_{12}$ 10^9 рад/сек	2,05	2,50	<u>6,43</u>	2,14	2,51	<u>9,22</u>	2,67	2,25	<u>21,3</u>	0,96
10		2,05	5,46	<u>7,65</u>	2,17	6,07	<u>12,57</u>	2,64	2,43	<u>41,3</u>	0,96

Фиг. 4. Каскодная схема с пентодом, во втором каскаде



ная схема, особенно если применять во втором каскаде (ОС) пентод (фиг. 4), входное сопротивление которого не зависит от сопротивления нагрузки в широком диапазоне последнего. Второй каскад на пентоде с меньшим анодным током уменьшает также падение напряжения и мощность на сопротивлении R_k .

Из теоретического анализа и результатов расчета можно делать следующие выводы:

1. Самые лучшие шумовые свойства имеют схемы с первым каскадом во включении ОК.
2. Для уменьшения входной емкости целесообразно применять вторым каскадом схему ОС на пентоде, особенно когда сопротивление нагрузки $R_k \geq R_i$ триода.
3. При каскодной схеме имеется возможность соединять первый каскад с остальной частью усилителя через коаксиальный кабель длиной 1—2 м.
4. Первый каскад ОА имеет самую малую входную проводимость при повышенном уровне шумов усилителя.

Проведенные выше выводы хорошо согласуются с результатами экспериментальных исследований схем.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Г. Бровченко, Ю. Д. Молчанов. Спектрометрические малошумящие усилители импульсов. Приборы и техника эксперимента, 1964, № 4, 5.
2. А. Б. Джиллеспн. Сигнал, шум и разрешающая способность усилителей. Атомиздат, М., 1964.
3. А. П. Ложников, Е. К. Сонин. Каскодные усилители. Изд. «Энергия», М., 1964.
4. Г. В. Войшвилло. Усилители низкой частоты на электронных лампах. Связьиздат, М., 1963.
5. Е. П. Дементьев. Элементы общей теории и расчета шумящих линейных цепей. Госэнергоиздат, М., 1963.
6. Д. С. Гурлев. Справочник по электронным приборам. Гос. изд. техн. лит. УССР, Киев, 1962.
7. А. Ван дер Зил. Флуктуации в радиотехнике и физике. Госэнергоиздат, М., 1958.
8. Приборы для регистрации ядерных излучений и их применение. Ред. А. Снелл. Автоиздат, М., 1965.
9. Г. П. Петин. Каскодный усилитель с повышенным коэффициентом усиления. Радиотехника, 1960, № 9, 54.
10. В. С. Соопер. Receivers in Radio Astronomy. Proceedings of the IRE Australia, 1963, № 2, 113.
11. E. de Niet. Parametric Input Stages in Electroacoustics. Journal of the Audio Engineering Society, 1964, № 1, 21.
12. H. Wallmann et al. A. Low — Noise Amplifier. Proceedings of the IRE, 1948, № 6, 700.

УДК 621.382.61.001.24

В. Хейнрихсен

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ Э. Д. С. ХОЛЛА

Магнитные цепи генераторов э. д. с. Холла предназначены для создания в воздушном зазоре ферромагнитного материала магнитной индукции B пропорциональной, с заданной степенью точности, входному току магнитного канала I_m , т. е.

$$B = cI_m. \quad (1)$$

Нарушение пропорциональности (непостоянство c) может быть вызвано, в основном, изменением свойств ферромагнитного материала в зависимости от индукции, температуры и частоты.

Учитывая, что допустимые значения изменения коэффициента пропорциональности c невелики (порядка нескольких процентов), можно задачу линеаризовать, а в этом случае для расчета магнитных цепей удобно использовать комплексный метод [1] и характеризовать магнитные материалы удельным комплексным сопротивлением

$$z = z_R + jz_X,$$

где z_R — удельное активное магнитное сопротивление;

z_X — удельное реактивное магнитное сопротивление, характеризующее потери в магнитном материале.

Коэффициент пропорциональности c в общем случае определяется [2] через комплексное магнитное сопротивление z_m , выражаем

$$c = \frac{\omega}{s_B(R_B + R_M + jX_M)} = \frac{\omega}{s_B \left(\frac{l_B}{\mu_0 S_B} + \frac{z_R l_M}{S_M} + j \frac{z_X l_M}{S_M} \right)}.$$

где R_B — магнитное сопротивление воздушного зазора;

R_M, X_M — активное и реактивное магнитное сопротивление ферромагнитного материала;

ω — число витков обмотки;

s_M, s_B — площади магнитной цепи и воздушного зазора;

l_M, l_B — длина ферромагнитной части магнитной цепи и воздушного зазора;

μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость.

Следовательно, относительное изменение модуля магнитной индукции δ_B относительно номинальных условий, которые в дальнейшем будут обозначены индексом «0», равно

$$\delta_B = \frac{|Z_{M0}| - |Z_M|}{|Z_M|} \quad (2)$$

Выражение (2) можно определить через относительные изменения удельных магнитных сопротивлений δ_R и δ_X , и угла потерь Θ_0 при номинальных условиях формулой

$$\delta_B \approx - \frac{\delta_R(1 + \mu_3) + \delta_X \operatorname{tg}^2 \Theta_0}{(1 + \mu_3)^2 + \operatorname{tg}^2 \Theta_0}, \quad (3)$$

где $\delta_R = \frac{R_R - R_{R0}}{R_{R0}}$; $\delta_X = \frac{X_X - X_{X0}}{X_{X0}}$; $\operatorname{tg} \Theta_0 = \frac{X_{X0}}{R_{R0}}$; $\mu_3 = \frac{R_B}{R_{M0}}$.

Выражение (3) позволяет при заданных магнитных материалах и конфигурации магнитной цепи определить значение относительного отклонения коэффициента пропорциональности s в зависимости от изменения δ_R и δ_X .

Определение оптимальной конфигурации магнитной цепи при заданном магнитном материале и допустимой относительной погрешности магнитной индукции в зазоре δ_B осуществляется формулой (4), полученной из (3) без учета величин второго порядка малости

$$\mu_3 \approx - \left(1 + \frac{\delta_R}{2\delta_B} \right) + \sqrt{\left(\frac{\delta_R}{2\delta_B} \right)^2 - \operatorname{tg}^2 \Theta_0 \left(1 + \frac{\delta_X}{\delta_B} \right)} \quad (4)$$

или для материалов и режимов, при которых потерями можно пренебречь, ($\operatorname{tg} \Theta_0 = 0$),

$$\mu_3 \approx - \left(1 + \frac{\delta_R}{\delta_B} \right). \quad (4a)$$

В устройствах, где фазовые соотношения существенны, представляет интерес изменение фазы $\Delta\varphi$ за счет нелинейной зависимости параметров ферромагнитного материала, которая может быть определена выражением

$$\Delta\theta = \operatorname{arctg}\left(1 + \frac{\delta_x \operatorname{tg} \Theta_0}{1 + \mu_3 + \delta_R}\right) - \operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{tg} \Theta_0}{1 + \mu_3}\right). \quad (5)$$

Максимальное значение амплитуды намагничивающей силы $F_{m \max}$, требуемое для получения максимальной индукции $B_{m \max}$, можно определить из (1) и привести к виду

$$F_{m \max} = s_B R_M B_{m \max} \sqrt{(1 + \mu_3)^2 + \operatorname{tg}^2 \Theta}, \quad (6)$$

или без учета потерь

$$F_{m \max} = s_B R_M B_{m \max} (1 + \mu_3) = \omega I_{m \max}. \quad (6a)$$

Следовательно, без учета потерь индуктивность магнитной цепи на основании выражения (6a) равна

$$L \approx \frac{s_B^2 R_M B_{m \max}^2 (1 + \mu_3)}{I_{m \max}^2}. \quad (7)$$

Комплексное электрическое сопротивление обмотки z_3 с учетом потерь в магнитном материале может быть определено выражением [1]

$$z_3 = r_0 + x_0 \frac{\operatorname{tg} \Theta (1 + \mu_3)}{(1 + \mu_3)^2 + \operatorname{tg}^2 \Theta} + jx_0 \frac{1}{1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \Theta}{(1 + \mu_3)^2}}, \quad (8)$$

где r_0 — активное сопротивление обмотки без учета потерь

$$r_0 = \frac{\sqrt{2} \delta \rho l_{cp} \omega}{I_{m \max}}; \quad (8a)$$

x_0 — реактивное сопротивление обмотки без учета потерь

$$x_0 = \omega L = \frac{\omega^2}{R_M (1 + \mu_3)}; \quad (8b)$$

δ — плотность тока;

ρ — удельное сопротивление провода обмотки;

l_{cp} — средняя длина витка обмотки.

Частотные свойства устройств с индуктивным входным сопротивлением удобно характеризовать частотой среза ω_1 [3,] которая на основании выражений (6) и (7) определяет отношение активного сопротивления к индуктивности L и равно

$$\omega_1 \approx \frac{\sqrt{2} \rho l_{cp} \delta}{s_B B_{m \max}} + \frac{\omega \operatorname{tg} \Theta}{1 + \mu_3}, \quad (9)$$

где ω — рабочая частота.

Полная электрическая мощность, потребляемая магнитным каналом S_{\max} , состоит из активной P_{\max} и реактивной Q_{\max} составляющих

$$S_{\max} = \sqrt{\frac{(1 + \mu_3)^2 + \operatorname{tg}^2 \Theta}{2}} \delta Q l_{cp} l_m Q_R B_{m \max} + \\ + \frac{1}{2} \omega Q_R S_m l_m \operatorname{tg} \Theta B_{m \max}^2 + j \frac{1}{2} \omega Q_R S_m l_m (1 + \mu_3) B_{m \max}^2. \quad (10)$$

Как видно, имеет место значительная зависимость потребляемой мощности от магнитной индукции в зазоре. При реализации высокочастотных магнитных цепей удобно характеризовать свойства цепи через отношение частоты среза к мощности, потребляемой магнитным каналом (в основном реактивная мощность), которая равна

$$\frac{\omega_1}{Q_{\max}} \approx \frac{2\sqrt{2} \omega l_{cp} \delta}{\omega Q_R l_m S_m^2 B_{m \max}^3 (1 + \mu_3)}. \quad (11)$$

Это отношение, в основном, определяется конструктивными параметрами, но в еще большей степени зависит от значения магнитной индукции $B_{m \max}$.

Из выражений (10) и (11) следует, что в высокочастотных магнитных цепях целесообразно снизить значение индукции и применять более чувствительные датчики. Одновременно видно, что увеличению частоты среза магнитного канала ω_1 соответствует значительное увеличение реактивной мощности.

В устройствах, где частота сигнала магнитного канала является постоянной (фазочувствительные детекторы, преобразователи и др.), возможно для снижения потребляемой мощности применить резонансные методы настройки магнитной цепи. Получаемый эффект может быть при этом определен как отношение модуля полной мощности нерезонансной цепи $|S|$ к активной мощности P_0 в резонансной цепи, равное

$$\frac{|S|}{P_0} = \sqrt{Q^2 + 1}, \quad (12)$$

где Q — добротность магнитной цепи. Согласно (8) добротность равна

$$Q = \frac{\frac{x_0}{r_0(1+a^2)}}{1 + \frac{x_0}{r_0} \cdot \frac{a(1+\mu_3)}{1+\mu_3+a}},$$

где $a = \frac{\operatorname{tg} \Theta}{1 + \mu_3}$.

Требуемое значение последовательной или параллельной емкости может быть определено для частоты сигнала ω_c выражением

$$C = \frac{I_{m \max}^2}{\omega_c^2 s_M^2 R_M B_{m \max}^2 (1 + \mu_\alpha)} \quad (13)$$

Пример. Вычислим основные соотношения для магнитной цепи из магнитного материала, который характеризуется удельными сопротивлениями $\rho_x = 1,0 \cdot 10^2$ м/гн и $\rho_k = 2,8 \cdot 10^2$ м/гн. В частотном диапазоне от 0 до 5 кгц при изменении индукции от 0 до 0,1 тл удельные сопротивления меняются не более -10% .

Для обеспечения постоянства коэффициента s с точностью 0,5% необходимо согласно выражению (4) обеспечить $\mu_\alpha = 19,1$ (расчет по формуле (4а) дает $\mu_\alpha = 19$). Магнитное сопротивление торoidalного сердечника

$$R_M = \rho_R \frac{l_M}{s_M} = 2,8 \cdot 10^2 \cdot \frac{10^{-1}}{10^{-4}} = 2,8 \cdot 10^5 \text{ а/всек}, \text{ следовательно } R_B = \mu_\alpha R_M = 5,34 \cdot 10^6 \text{ а/всек}. \text{ При условии } s_M \approx s_B \text{ ширина воздушного зазора } l_B = \mu_0 R_B s_M = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,34 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4} = 6,7 \cdot 10^{-4} \text{ м}.$$

Необходимое значение немагнитизирующей силы определим по приближенной формуле (6а), согласно которой $F_{\max} = 10^{-4} \cdot 2,8 \cdot 10^5 \cdot 0,1 \cdot (1 + 19,1) = 56,3$. Индуктивность магнитной цепи при максимальном управляющем токе 20 ма (эфф) может быть определено приближенно по выражению (7) и равно $L \approx \frac{10^{-8} \cdot 2,8 \cdot 10^5 \cdot 0,1^2 \cdot (1 + 19,1)}{2 \cdot 20^2 \cdot 10^{-6}} = 0,705$ гн.

Считая средней длиной витка $l_{cp} = 0,06$ м и удельным сопротивлением медного провода $\rho = 1,75 \cdot 10^{-8}$, при плотности тока в проводе $3 \cdot 10^6$ а/м² частота среза согласно (9) равна

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot 6 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^6}{10^{-4} \cdot 0,1} + \frac{1 \cdot 10^2}{1 + 19,1} \approx 1000$$

Из формулы (10) следует, что реактивная мощность, потребляемая магнитной цепью

$$Q_{\max} = \frac{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 2,8 \cdot 10^2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-1} \cdot (1 + 19,1) \cdot 10^{-2}}{2} = 8,84 \text{ ва},$$

как видно $f_1 = 161$ гц, следовательно, необходимо применить частотную коррекцию [4, 5] магнитной цепи обеспечения независимости тока для использования данной системы в требуемом диапазоне частот.

Изложенный метод расчета применим для магнитных цепей с воздушным зазором из любых магнитных материалов, для которых известны зависимости удельных магнитных сопротивлений и в которых между магнитной индукцией и намагничивающим током существует зависимость, близкая к линейной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. К. Буль. Основы теории и расчета магнитных цепей. Изд. «Энергия», 1964.
2. В. Р. Хейнрихсен. Магнитная система генератора э. д. с. Холла. Труды ТПИ, серия А, № 207, 1963.
3. В. Р. Хейнрихсен. О выборе оптимальных параметров элементов частотной коррекции устройств с индуктивным входным сопротивлением. Измерительная техника, № 9, 1965.
4. В. Хейнрихсен. О частотной коррекции магнитных каналов генераторов э. д. с. Холла. Труды ТПИ, серия А, № 213, 1964.
5. Х. Силламаа. Компенсация частотной зависимости тока в индуктивных цепях. Труды ТПИ, серия А, № 220, 1965.

ДИНАМИКА РАБОТЫ ТЕРМИСТОРНЫХ ВАКУУММЕТРОВ

1. Введение

Все типы теплоэлектрических вакуумметров при измерении давления обладают заметной инерцией, являющейся одним из основных недостатков их работы. В связи с тем, что теплоэлектрические термисторные вакуумметры имеют относительно массивные чувствительные элементы, динамике их работы следует обратить особое внимание.

Целью проводимого ниже теоретического анализа является выявление зависимости инерционных свойств термисторных вакуумметров от особенностей их принципиальной электрической схемы и режима работы термистора.

Рассматривается работа вакуумметров в молекулярном режиме теплообмена термистора, т. е. при измерении сравнительно низких давлений (порядка до нескольких n/m^2), когда средняя длина свободного пробега молекул разреженного газа больше размеров или соизмерима с размерами датчика вакуумметра.

Теплообмен термистора в молекулярном режиме описывается дифференциальным уравнением:

$$P_1 = I_1^2 R_1 = \frac{U_1^2}{R_1} = C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0) p + C_u (T_1^4 - T_0^4) + C \frac{dT_1}{dt}, \quad (1)$$

где P_1 — подводимая к термистору электрическая мощность, *вт*;

I_1 — ток, протекающий через термистор, *а*;

U_1 — падение напряжения на клеммах термистора, *в*;

R_1 — сопротивление термистора при температуре T_1 , *ом*;

C_k — коэффициент пропорциональности теплопроводности (конвективной) составляющей мощности теплообмена, *вт · м²/н · град*;

- C_u — коэффициент пропорциональности излучательной составляющей мощности теплообмена, $вт/°K^4$;
 T_1 — температура термистора, $°K$;
 T_0 — температура баллона датчика, $°K$;
 p — давление разреженного газа, $н/м^2$;
 C — теплоемкость термистора, $дж/град$.

Коэффициенты C_k и C_u учитывают размеры и состояние поверхности термистора и баллона датчика, кроме того C_k учитывает состав разреженного газа.

Уравнение (1) не учитывает составляющей мощности теплообмена, передаваемой от термистора к баллону датчика через токоподводящие провода. При реальных конструкциях датчиков (тонкие и длинные токоподводящие провода) ее значением можно пренебрегать.

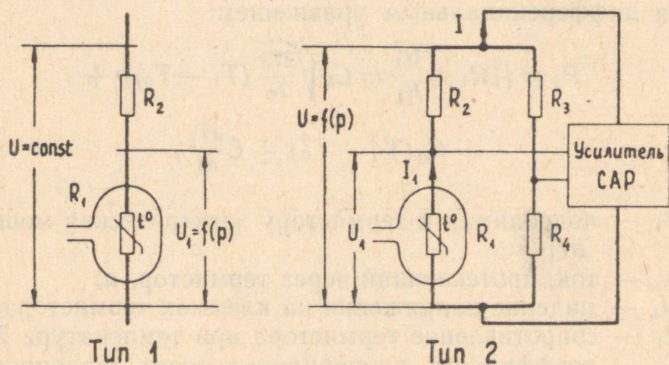
Температурная зависимость сопротивления термистора определяется соотношением

$$R_1 = A \exp\left(\frac{B}{T_1}\right), \quad (2)$$

где A и B — коэффициенты, характеризующие размеры термистора и свойства его материала.

Формулы (1) и (2) являются исходными уравнениями анализа.

Аналізу подвергается динамика работы двух характерных типов термисторного вакуумметра, отличающихся друг от друга по режиму работы термистора. Принципиальные электрические схемы характерных типов показаны на фиг. 1. Режимы их работы следующие:



Фиг. 1. Принципиальные электрические схемы характерных типов термисторного вакуумметра

тип 1 — вакуумметры с постоянным питанием:

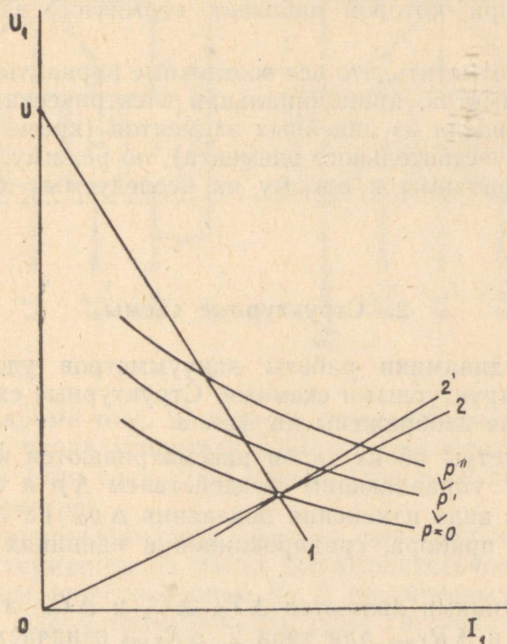
$$U = \text{const}, \quad U_1 = f(p);$$

тип 2 — вакуумметры с постоянной температурой термистора:

$$T_1 = \text{const}, \quad U = f(p).$$

Принципиальная электрическая схема и принцип действия вакуумметров типа 1 наиболее просты и объяснений не требуют. Индикаторной величиной (мерой давления) принято U_1 . У вакуумметров типа 1, предназначенных для непрерывного измерения давления, обычно $R_2 > R_1$, поэтому использовать в качестве индикаторной величины I_1 , ввиду ее малой относительной чувствительности к изменениям давления, нецелесообразно.

Принципиальная электрическая схема вакуумметров типа 2 содержит систему автоматического регулирования (САР) температуры термистора. Как правило, термистор R_1 включен в мост из сопротивлений $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$. Мост являет-



Фиг. 2. Вольт-амперные характеристики термистора

ся элементом задания и сравнения САР. К выходной диагонали моста подключен вход усилителя САР, а к выходу усилителя подключен диагональ питания моста. САР обеспечивает режим работы термистора $T_1 = \text{const}$ (уравновешивает мост) при любом измеряемом давлении путем соответствующего изменения режима питания моста.

Принципиально индикаторной величиной могут служить величины U_1 , I_1 , U или I , которые в установившихся режимах между собой пропорциональны. Динамика их изменения имеет много общего, поэтому исследуется только тип вакуумметра, у которого индикаторной величиной принято напряжение питания моста U .

На фиг. 2 представлены статические вольт-амперные характеристики термистора при различном давлении. Показаны также рабочие (нагрузочные) прямые термистора — прямая 1 соответствует характерному типу 1, прямая 2 характерному типу 2.

При сравнении свойств характерных типов считается, что вакуумметры имеют одинаковые датчики. Кроме того, режимы работы термистора выбраны такими, что термистор вакуумметров типа 1 при давлении $p = 0$ имеет такую же температуру, при которой работает термистор вакуумметров типа 2.

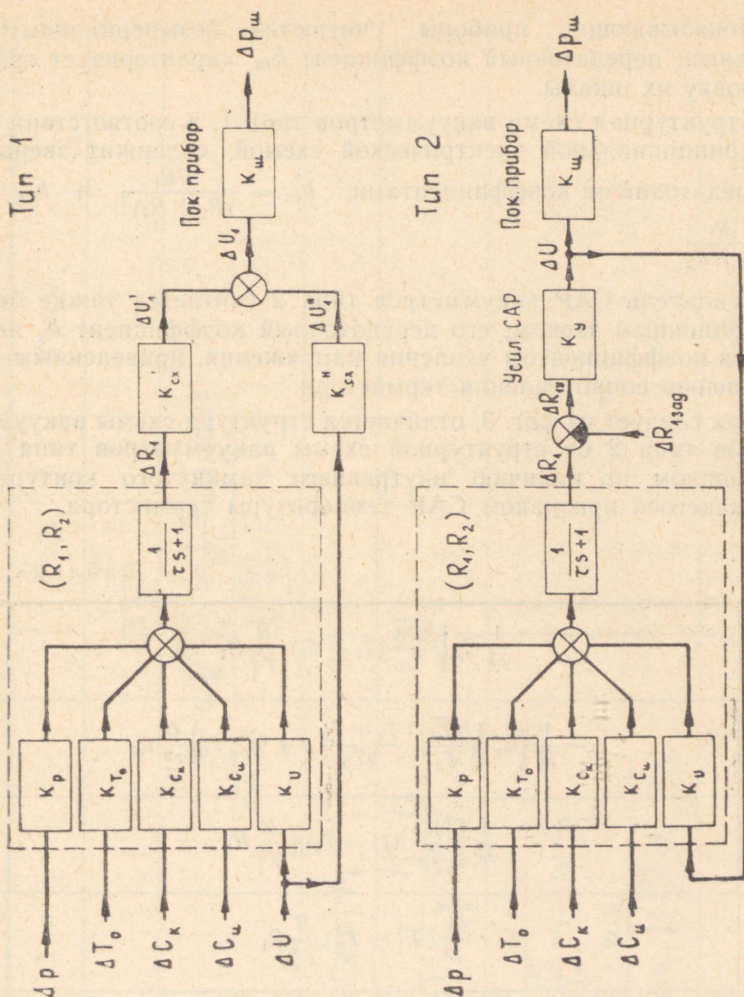
Следует отметить, что все возможные варианты термисторного вакуумметра, принципиальная электрическая схема которых составлена из линейных элементов (кроме термистора в качестве чувствительного элемента), по режиму работы термистора приводимы к одному из исследуемых характерных типов.

2. Структурные схемы

Анализ динамики работы вакуумметров удобно вести, пользуясь структурными схемами. Структурные схемы характерных типов изображены на фиг. 3.

Вакуумметры обоих типов рассматриваются как системы со входным управляющим воздействием Δp и с выходной величиной в виде изменения показания $\Delta p_{\text{ш}}$ на шкале показывающего прибора, градуированной в единицах измерения давления.

Возмущениями являются ΔT_0 , ΔC_k и $\Delta C_{\text{ш}}$, а также ΔU для типа 1 и $\Delta R_{1 \text{ зад}}$ для типа 2. $\Delta R_{1 \text{ зад}}$ означает изменения заданного сопротивления (следовательно и температуры) термистора вследствие изменения сопротивлений моста R_2 ,



Фиг. 3. Структурные схемы характерных типов термисторного вакуумметра

R_3 или R_4 ; кроме того, этому виду возмущения эквивалентен дрейф нуля входа усилителя САР. Скачкообразным воздействием ΔU (для типа 1) и $\Delta R_{1зад}$ (для типа 2) аналогичен пуск вакуумметра.

В принципиальных электрических схемах обоих характерных типов термистор R_1 имеет последовательное соединение с постоянным сопротивлением R_2 . В структурных схемах это соединение рассматривается как одно составное звено (R_1, R_2), имеющее внутреннюю структуру, окруженную на фиг. 3 прерывистыми линиями.

Показывающие приборы считаются безынерционными звеньями; передаточный коэффициент $k_{ш}$ характеризует градуировку их шкалы.

Структурная схема вакуумметров типа 1, в соответствии с их принципиальной электрической схемой, содержит звенья с передаточными коэффициентами $k'_{сх} = \frac{UR_1}{(R_1 + R_2)^2}$ и $k''_{сх} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

Усилитель САР вакуумметров типа 2 считается также безынерционным звеном; его передаточный коэффициент k_y является коэффициентом усиления напряжения, приведенным к изменению сопротивления термистора.

Как следует из фиг. 3, отличается структура схемы вакуумметров типа 2 от структурной схемы вакуумметров типа 1 в основном по наличию внутреннего замкнутого контура, являющегося признаком САР температуры термистора.

Таблица 1

k_p	$\frac{1}{D} C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0) \frac{B}{T_1^2} R_1$
k_{T_0}	$-\frac{1}{D} \left(C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} \cdot \frac{T_1 + T_0}{2T_0} p + 4C_u T_0^3 \right) \frac{B}{T_1^2} R_1$
k_{C_k}	$\frac{1}{D} \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0) p \frac{B}{T_1^2} R_1$
k_{C_u}	$\frac{1}{D} (T_1^4 - T_0^4) \frac{B}{T_1^2} R_1$
k_U	$-\frac{1}{D} \cdot \frac{2UR_1^2}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \frac{B}{T_1^2}$
τ	$\frac{C}{D}$
D	$C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} \left[1 + \frac{R_2 - R_1}{R_1 + R_2} (T_1 - T_0) \frac{B}{T_1^2} \right] p + C_u \left[4T_1^3 + \frac{R_2 - R_1}{R_1 + R_2} (T_1^4 - T_0^4) \frac{B}{T_1^2} \right]$

	Тип 1	Тип 2
$W_p(S)$		$\frac{1}{\tau_u S + 1}$
$W_{T_0}(S)$		$-\frac{1}{\tau_u S + 1} \cdot \frac{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} \cdot \frac{T_1 + T_0}{2T_0} p + 4C_u T_0^3}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0)}$
$W_{C_k}(S)$	$\frac{1}{\tau_u S + 1} \cdot \frac{p}{C_k}$	
$W_{C_{II}}(S)$	$\frac{1}{\tau_u S + 1} \cdot \frac{T_1^4 - T_0^4}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0)}$	
$W_U(S)$	$\frac{R_1 + R_2}{UR_2} \cdot \frac{D}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0) \frac{B}{T_1^2}} - \frac{1}{\tau_u S + 1} \cdot \frac{2UR_1}{(R_1 + R_2)^2 C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0)}$	
$W_{R_1 \text{ зад}}(S)$		$-\frac{\tau S + 1}{\tau_u S + 1} \cdot \frac{D}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0) \frac{B}{T_1^2} R_1}$

τ_u	τ	$\frac{\tau}{1 + k_y k_u}$
k_m	$\frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 R_2 U} \cdot \frac{D}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0} (T_1 - T_0)}} \frac{B}{T_1^2}$	$k_y \rightarrow \infty : \frac{\sqrt{\left[C_k \sqrt{\frac{273}{T_0} (T_1 - T_0)} p + C_u (T_1^4 - T_0^4) \right] R_1}}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0} (T_1 - T_0)}}$

3. Передаточные функции

Выражение передаточных коэффициентов и постоянной времени звена (R_1, R_2) сведены в таблицу 1.

Передаточные функции вакуумметров в целом, передаточный коэффициент k_m и постоянная времени измерения τ_u представлены в таблице 2.

Из них следует, что вакуумметры обоих характерных типов при измерении давления, а также в отношении возмущений $\Delta T_0, \Delta C_k, \Delta C_u$ ведут себя как инерционные звенья 1-го порядка. Выражения передаточных функций в отношении $\Delta p, \Delta T_0, \Delta C_k$ и ΔC_u имеют одинаковый вид. Однако их численные значения для характерных типов получаются различные, так как у вакуумметров типа 1 $T_1 \neq \text{const}$, а у вакуумметров типа 2 $T_1 = \text{const}$. Также у характерных типов постоянная времени измерения различная.

Статический передаточный коэффициент вакуумметров для управляющего воздействия, т. е. для изменения давления равняется единице. Это обеспечивается правильной градуировкой шкалы показывающего прибора и соблюдается только при работе в соответствующих градуировке условиях.

Передаточные функции в отношении возмущений определяют динамику погрешностей измерения давления. В эксплуатационных условиях изменения параметров T_0, C_k и C_u

обычно медленные, поэтому динамика вносимых ими погрешностей измерения существенного значения не имеет.

Более опасными являются скачкообразные воздействия ΔU (для типа 1) и $\Delta R_{1 \text{ зад}}$ (для типа 2), вполне возможные в эксплуатационных условиях. В первом случае в показание вакуумметра вносится мгновенно погрешность, при чем противоположная по знаку установившейся погрешности. Во втором случае, при большом значении k_y , показание вакуумметра имеет очень резкий всплеск, но по знаку одинаковый с установившейся погрешностью. Изменение этих погрешностей происходит аperiodически с постоянной времени измерения τ_u .

4. Постоянная времени измерения

Постоянная времени измерения является важнейшим показателем работы термисторных вакуумметров, поэтому заслуживает внимания исследование факторов, определяющих ее значение.

Необходимо отличать постоянную времени измерения τ_u от термической постоянной времени термистора τ_m . Последняя характеризует инерцию термистора как физического тела при $P_1 = \text{const}$ (например, при отключении питания) и определяется соотношением

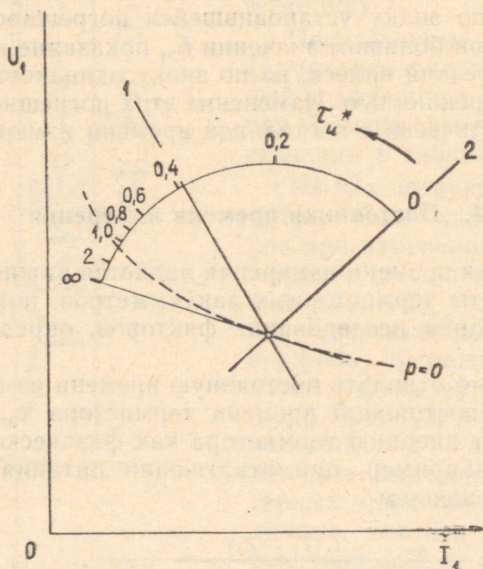
$$\tau_m = \frac{C(T_1 - T_0)}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} (T_1 - T_0) p + C_u (T_1^4 - T_0^4)} \quad (3)$$

Термическая постоянная времени определяется главным образом конструкцией датчика, но зависит также от давления и температуры термистора. Термическая постоянная времени имеет максимальное значение при $p = 0$ и может у реальных датчиков доходить до сотен секунд.

Постоянная времени измерения всегда тем меньше, чем меньше термическая постоянная времени. С другой стороны, сравнение характерных типов показывает, что постоянная времени измерения у типа 1 больше, чем у типа 2 (при одинаковых датчиках). Теоретически у типа 2 в случае $k_y = \infty$ (соблюдается строго $T_1 = \text{const}$), постоянная времени измерения стремится к нулю. При конечных значениях k_y рабочая прямая термистора имеет вид прямой 2' (см. фиг. 2). Чем меньше k_y , тем больше угол между прямыми 2 и 2', а также тем больше постоянная времени измерения.

Наклон рабочей прямой термистора вакуумметров типа 1 зависит от сопротивления R_2 . При $R_2 \rightarrow \infty$ рабочая прямая вертикальная — $I_1 = \text{const}$.

Зависимость относительной постоянной времени измерения $\tau_u^* = \frac{\tau_u}{\tau_m}$ от наклона рабочей прямой термистора показана на фиг. 4.



Фиг. 4. Зависимость постоянной времени измерения от наклона рабочей прямой термистора

Практически минимальное значение τ_u для вакуумметров типа 2 определяется не коэффициентом k_y а параметрами стабилизирующих обратных связей САР температуры термистора. Гибкие обратные связи необходимы для подавления колебательного процесса регулирования, вызванного тем, что реальные термисторы не являются идеальными звеньями 1-го порядка, а имеют некоторое запаздывание. Минимальное значение τ_u реальных вакуумметров типа 2 составляет несколько секунд.

5. Устойчивость

Потеря устойчивости может иметь место только у вакуумметров типа 1 при чрезмерном уменьшении сопротивления R_2 .

Границей потери устойчивости является $\tau_u^* = \infty$ (см. фиг. 4); отсюда критерий устойчивости

$$R_2 \geq \frac{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} \left[(T_1 - T_0) \frac{B}{T_1^2} - 1 \right] \rho + C_u \left[(T_1^4 - T_0^4) \frac{B}{T_1^2} - 4T_1^3 \right]}{C_k \sqrt{\frac{273}{T_0}} \left[1 + (T_1 - T_0) \frac{B}{T_1^2} \right] \rho + C_u \left[4T_1^3 + (T_1^4 - T_0^4) \frac{B}{T_1^2} \right]} \quad (4)$$

Графически критерий устойчивости означает, что рабочая прямая 1 (фиг. 2) должна быть более вертикальна, чем вольт-амперная характеристика в любой рабочей точке. Следовательно, мероприятия по увеличению запаса устойчивости (увеличение R_2 и U) одновременно улучшает динамические качества работы вакуумметров.

Работа вакуумметров типа 2, если считать термистор идеальным инерционным звеном 1-го порядка, принципиально всегда устойчива.

6. Заключение

Результаты проведенного краткого анализа помогают лучше понимать происходящие в термисторных вакуумметрах динамические процессы. Выводы из них могут служить дополнительным материалом при расчете и конструировании термисторных вакуумметров. Однако при расчете и конструировании необходимо учитывать целый ряд других вопросов работы вакуумметров, которые в некоторых случаях могут дать рекомендации, противоречивые рекомендациям по улучшению динамических качеств работы вакуумметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Дешман. Научные основы вакуумной техники. ИЛ, Москва 1950.
2. Г. К. Нечаев. Полупроводниковые термосопротивления в автоматике. Госиздат. техн. лит. УССР, Киев 1962.

УДК 621.374.383

О. Пикков

**СИНХРОННОЕ И АСИНХРОННОЕ РЕЛЕЙНОЕ
ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОГО
СИГНАЛА**

Частотно-импульсный сигнал автоматического контроля, у которого носителем информации является частота импульсов

$$f(t) = kx(t),$$

может быть представлен как последовательность интервалов

$$\tau(t) = \frac{1}{f(t)},$$

разделенных узкими импульсами. Числовая последовательность длительности интервалов может быть рассмотрена как функция дискретного аргумента

$$\tau(0), \tau(T), \tau(2T), \dots, \tau(nT), \dots,$$

получаемая не в результате мгновенного квантования, а в процессе усреднения в течении интервала дискретности (фиг. 1)

$$\tau(nT) = \int_{\varepsilon=0}^{\varepsilon=1} \frac{d\varepsilon}{f[(n+\varepsilon)T]} \quad (1)$$

где $\tau(nT)$ — длительность n -го интервала между входными импульсами;

$f(t)$ — носящий информацию непрерывный частотный сигнал как функция времени;

ε — относительное (безразмерное) время, отчитываемое от начала очередного (n -го) интервала повторения $0 \leq \varepsilon < 1$.

Другими словами — при образовании частотно-импульсного сигнала имеет место импульсная модуляция II рода со временем замыкания ключа $h = T$ [1, 3].

Интерпретация длительности интервалов $\tau(nT)$ как функции дискретного аргумента (опустив требование равенства интервалов между дискретными точками самого аргумента nT) делает возможным применение математического аппарата функции дискретного аргумента [1, 2, 3, 4, 5] для исследования процессов релейного преобразования частотно-импульсного сигнала автоматического контроля.

Функция дискретного аргумента $\tau(nT)$ называется также решетчатой функцией и обозначается условно $\tau(n)$; так что

$$\tau(n) = \tau(nT).$$

Синхронный метод релейного преобразования состоит в образовании новой решетчатой функции

$$\tau_1(n) = \tau(n) - \tau_0(n). \quad (2)$$

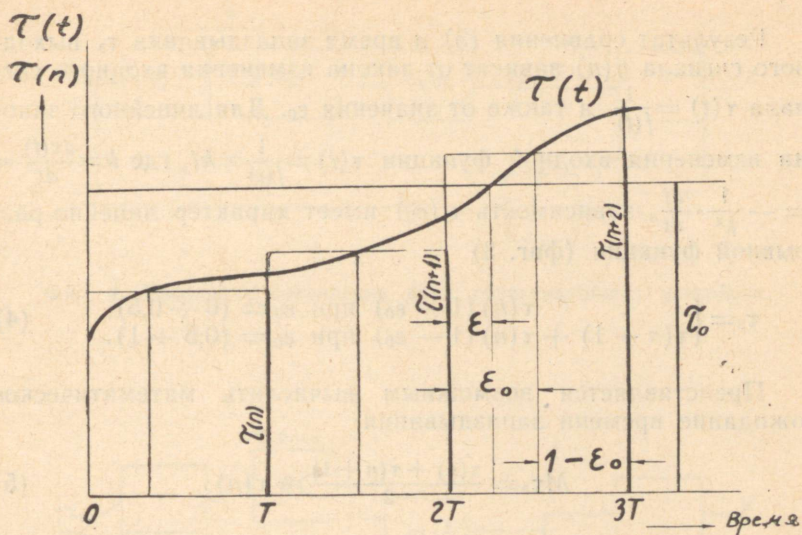
Здесь $\tau(n) = \tau_0 = \text{const}$ — эталонная решетчатая функция. τ_0 соответствует заданной величине контролируемого параметра $f_0(t) = kx_0(t)$ и вырабатывается в самом устройстве сравнения.

Процесс вычитания (2) производится по временной координате и для этого начальные моменты интервалов $\tau(n)$ и $\tau_0(n)$ должны быть совмещены (синхронизированы) между собой. От этого требования происходит и название метода.

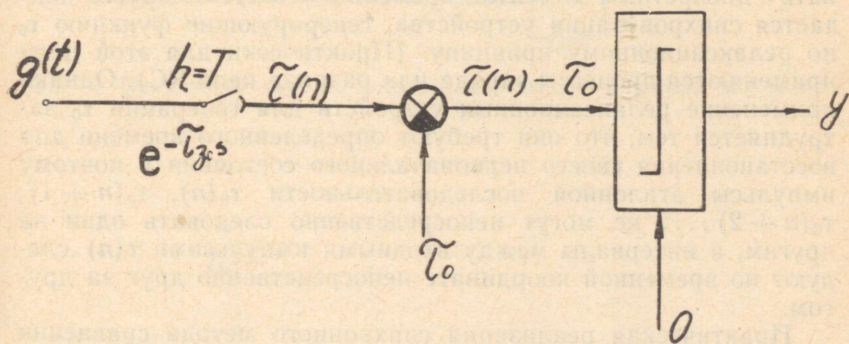
Значение полученной функции $\tau_1(n)$ анализируется и выдается бинарный сигнал

$$y(n) = \begin{cases} 1 & \text{при } \tau_1(n) > 0, \\ 0 & \text{при } \tau_1(n) \leq 0. \end{cases}$$

Процесс образования функции $\tau_1(n)$ (2) и анализ его значения (3) в моментах дискретного времени nT может быть проведен практически мгновенно. Поэтому синхронный метод релейного преобразования обладает хорошим быстродействием. Некоторое запаздывание выдачи сигнала $y(n)$ возникает только при образовании самого импульсного сигнала $\tau(n)$. Значение импульсной функции $\tau(n)$ образуется интегрированием величины $\tau(t) = \frac{1}{f(t)}$ в течение всего интервала дискретности (1). Появляется $\tau(n)$ и подвергается сравнению с τ_0 (2) только в конце этого интервала при $\varepsilon = 1$ (фиг. 1). Истинный момент ε_0 равенства $\tau(n) = \tau(t)$ возникает где-то в пределах $0 \leq \varepsilon_0 < 1$. При этом имеет место запаздывание импульсного сигнала $\tau(n)$ в отношении соответствующего значения непрерывной функции $\tau(t)$ на время $1 - \varepsilon_0$. Функциональная схема синхронного релейного преобразователя приведена на фиг. 2.

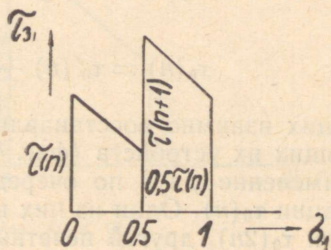


Фиг. 1. Образование $\tau(n)$.



Фиг. 2. Функциональная схема синхронного релейного преобразователя.

Фиг. 3. $\tau(\epsilon_0)$.



Результат сравнения (3) и время запаздывания τ_3 выходного сигнала $y(n)$ зависят от закона изменения входного сигнала $\tau(t) = \frac{1}{f(t)}$, а также от значения ε_0 . Для линейного закона изменения входной функции $\tau(t) = \frac{1}{f(t)} = kt$, где $k = \frac{d\tau(t)}{dt} = -\frac{1}{f^2} \cdot \frac{df}{dt}$, зависимость $\tau_3(\varepsilon_0)$ имеет характер линейно-разрывной функции (фиг. 3)

$$\tau_3 = \begin{cases} \tau(n)(1 - \varepsilon_0) & \text{при } \varepsilon_0 = (0 \div 0,5), \\ \tau(n+1) + \tau(n)(1 - \varepsilon_0) & \text{при } \varepsilon_0 = (0,5 \div 1). \end{cases} \quad (4)$$

Представляется возможным вычислить математическое ожидание времени запаздывания

$$M\tau_3 = \frac{\tau(n) + \tau(n+1)}{2} \approx \tau(n). \quad (5)$$

Максимальное значение времени запаздывания $\tau_{3 \text{ макс}} = 1,5\tau(n)$.

Начало эталонной функции τ_0 необходимо синхронизировать с дискретным моментом времени $\varepsilon = 0$. Легче других поддается синхронизации устройства, генерирующие функцию τ_0 по релаксационному принципу. (Практически для этой цели применяются процессы заряда или разряда цепи RC). Однако применение релаксационных устройств для генерации τ_0 затрудняется тем, что они требуют определенного времени для восстановления своего первоначального состояния и поэтому импульсы эталонной последовательности $\tau_0(n)$, $\tau_0(n+1)$, $\tau_0(n+2) \dots$ не могут непосредственно следовать один за другим, а интервалы между входными импульсами $\tau(n)$ следуют по временной координате непосредственно друг за другом.

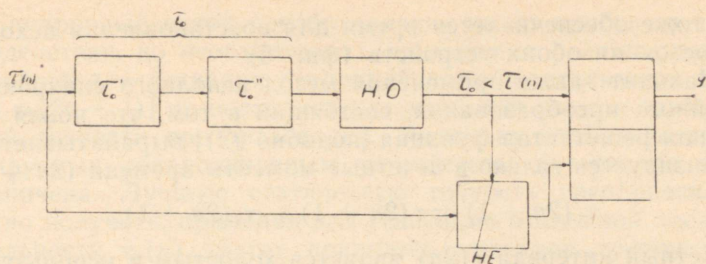
Практическая реализация синхронного метода сравнения достигается применением двух по очереди работающих релаксационных устройств для генерации эталонной последовательности τ_0 . Может быть два варианта схемы:

1. Составление $\tau_0(n)$ из двух каскадно соединенных частей

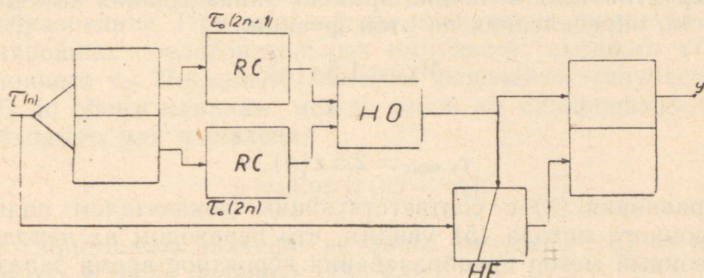
$$\tau_0(n) = \tau_0'(n) + \tau_0''(n), \quad (6)$$

позволяющих взаимно восстанавливать исходные состояния генерирующих их устройств (фиг. 4).

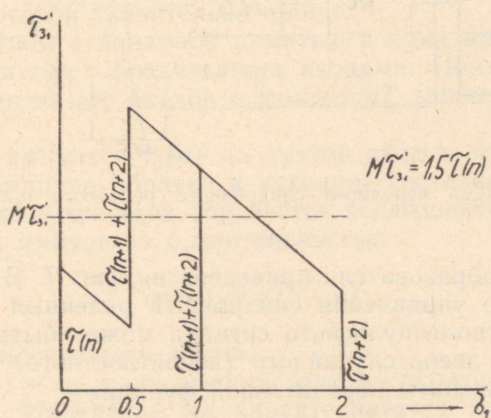
2. Применение двух по очереди работающих устройств для генерации $\tau_0(n)$. Один из них выдает все четные последовательности $\tau_0(2n)$, другой нечетные $\tau_0(2n+1)$. Таким обра-



Фиг. 4. Каскадное соединение двух релаксационных устройств.



Фиг. 5. Применение двух по очереди работающих устройств для генерации $\tau_0(n)$.



Фиг. 6. $\tau(\epsilon_0)$.

зом тоже обеспечивается время для восстановления исходного состояния обоих устройств (фиг. 5).

Находит также применения метод неполного синхронного релейного преобразования, состоящий в том, что новая разностная решетчатая функция [подобно (2)] вырабатывается и анализируется только в нечетные моменты времени $(2n + 1)T$

$$\tau_1(2n + 1) = \tau(2n + 1) - \tau_0(2n + 1). \quad (7)$$

Четный интервал $\tau(2n)$ является холостым и используется для восстановления исходного состояния релаксационного устройства. При этом в некоторой степени ухудшаются динамические свойства процесса преобразования. Функция $\tau_3(\epsilon_0)$ при $\frac{d\tau(t)}{dt} > 0 = \text{const}$ приведена на фиг. 6.

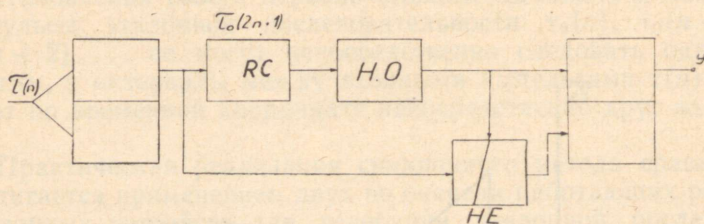
Вероятностная величина времени запаздывания выходного сигнала, определенная по этой функции,

$$M\tau_3 = 1,5 \tau(n) \quad (8)$$

и

$$\tau_{3 \text{ макс}} = 2,5 \tau(n).$$

Сравнивая (8) с соответствующим показателем полного синхронного метода (5) увидим, что переходом на неполный синхронный метод преобразования вероятное время запаздывания $M\tau_3$ увеличивается всего на 50%. Зато при этом значительно упрощается схема преобразователя: исключается второе релаксационное устройство. Блок-схема неполного син-



Фиг. 7. Блок-схема неполного синхронного релейного преобразователя.

хронного преобразователя приведена на фиг. 7. В схемах автоматического управления синхронный релейный преобразователь частотно-импульсного сигнала может быть учтен как элементарное звено случайного (вероятностного) запаздывания с изображением передаточной функции

$$W(s) = e^{-sM\tau_3}.$$

Синхронный метод преобразования имеет наибольшее быстроедействие, но необходимость применения релаксационных устройств для создания эталонной последовательности $\tau_0(n)$ [или $\tau_0(2n + 1)$] не позволяет получать при этом способе высокой точности преобразования, поскольку стабильность генерируемых релаксационным устройством интервалов $\tau_0(n)$ ограничена. Лучшую статическую точность преобразования можно получить, применяя для генерации эталонной последовательности $\tau_0(n)$ другие принципы, имеющие лучшую стабильность. Более стабильными являются различные генераторы гармонических колебаний с дальнейшим формированием сигнала в последовательность эталонных интервалов $\tau_0(n)$.

Но фазы колебания таких генераторов практически невозможно синхронизировать с последовательностью $\tau(n)$.

Поэтому нашел применение **асинхронный метод** релейного преобразования. При этом методе происходит сравнение двух асинхронных последовательных импульсов: входного $\tau(n)$ и эталонного τ_0 . Поскольку моменты появления импульсов nT и nT_0 по обоим каналам между собой не синхронизированы, необходимо для выявления

$$y = \text{sign}[\tau(n) - \tau_0]; \quad (9)$$

1. запоминать значение входного импульса $\tau(n)$ на время $nT - nT_0$ и тогда сравнить с τ_0 , или

2. запоминать только факты появления импульсов $\tau(n)$ и τ_0 в моменты nT и nT_0 и логически выявить (9).

В первом случае необходимо иметь количественную память, которая усложняет устройство и, в свою очередь, может стать источником нестабильности.

Во втором случае достаточно только бинарной памяти, создание которой значительно проще.

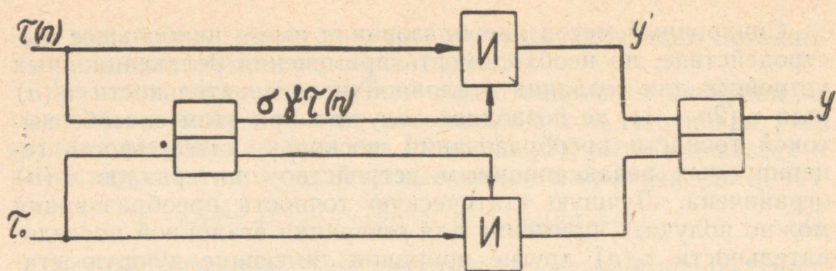
Устройством с бинарной памятью в один импульс может служить триггер с отдельными входами. Приход импульса $\tau(n)$ на один из его входов в момент nT запоминается триггером.

Приход импульса $\tau_0(n)$ на другой вход в момент nT_0 переключает триггер обратно в исходное состояние. В результате на выходе триггера образуется последовательность прямоугольных импульсов с длительностью

$$\sigma\tau(n) = nT - nT_0,$$

где σ — относительное время.

При $\tau(n) \neq \tau_0$ длительность этих импульсов не остается постоянной. Изменение их характеризуется параметром σ . При достижении σ значения 1 [при $\tau(n) < \tau_0$] или 0 [при



Фиг. 8. Блок-схема асинхронного релейного преобразователя

$\tau(n) > \tau_0$] происходит выдача логической схемой выходного сигнала y . Блок-схема такого преобразователя приведена на фиг. 8.

Изменение длительности двухсвязанного разностного импульса $\sigma\tau(n)$ происходит по уравнению

$$\sigma\tau(n) = \sigma_0\tau_0 - \sum_{v=1}^n [\tau(v) - \tau_0], \quad (10)$$

где σ_0 — значение параметра σ при $\tau(v) = \tau_0$.

Выдача импульса y логической схемой происходит и

$$y = \begin{cases} 1 & \text{при } \sigma = 1, \\ -1 & \text{при } \sigma = 0. \end{cases}$$

Подставив в (10) эти значения параметра σ , получим:

$$\text{при } \tau(v) < \tau_0, \quad \tau(n) = \sigma_0\tau_0 - \sum_{v=1}^n [\tau(v) - \tau_0], \quad (11)$$

$$\text{при } \tau(v) > \tau_0, \quad 0 = \sigma_0\tau_0 - \sum_{v=1}^n [\tau(v) - \tau_0] \quad (12)$$

или

$$\sigma_0\tau_0 = \sum_{v=1}^n [\tau(v) - \tau_0].$$

Когда $\tau(n) \approx \tau_0$, формулы (11) и (12) приобретают более одинаковый вид:

$$\text{при } \tau(v) < \tau_0; \quad (1 - \sigma_0)\tau_0 = - \sum_{v=1}^n [\tau(v) - \tau_0] = \sum_{v=1}^n [\tau_0 - \tau(v)], \quad (13)$$

$$\text{при } \tau(v) > \tau_0; \quad \sigma_0\tau_0 = \sum_{v=1}^n [\tau(v) - \tau_0]. \quad (14)$$

При $\tau(v) = \tau(n) = \text{const}$ можно легко найти время запаздывания выходного сигнала y .

$$y = 1 \text{ при } \tau(n) < \tau_0; (1 - \sigma_0) = n[\tau_0 - \tau(n)].$$

$$n = \frac{(1 - \sigma_0)\tau_0}{\tau_0 - \tau(n)}. \quad (15)$$

$$\tau_3 = n\tau(n) = \frac{(1 - \sigma_0)\tau_0\tau(n)}{\tau_0 - \tau(n)}. \quad (16)$$

$$y = -1 \text{ при } \tau(n) > \tau_0; \sigma_0\tau_0 = n[\tau(n) - \tau_0];$$

$$n = \frac{\sigma_0\tau_0}{\tau(n) - \tau_0}. \quad (17)$$

$$\tau_3 = n\tau(n) = \frac{\sigma_0\tau_0\tau(n)}{\tau(n) - \tau_0}. \quad (18)$$

Если учесть, что σ_0 вероятностная величина с математическим ожиданием $M\sigma_0 = 0,5$, то при $\tau(n) - \tau_0 = \text{const} < 0$, из (16) получим

$$M\tau_3 = \frac{0,5\tau_0\tau(n)}{\tau_0 - \tau(n)} \quad (19)$$

и при $\tau(n) - \tau_0 = \text{const} > 0$ из (18) получим

$$M\tau_3 = \frac{0,5\tau_0\tau(n)}{\tau(n) - \tau_0}. \quad (20)$$

Формулы (19) и (20) позволяют вычислить вероятностное время запаздывания при двухсвязанной разности $\tau(n) - \tau_0 = \text{const}$.

В динамическом режиме, когда $\tau(v) \neq \text{const}$, длительность импульса $\tau(v)$ может быть выражена через первые разности этой последовательности

$$\tau(v) = \tau(v-1) + \Delta\tau(v)$$

и соответственно вместо (13) получим при $\Delta\tau(v) < 0$;

$$(1 - \sigma_0)\tau_0 = -\sum_{v=1}^n [\tau(v-1) + \Delta\tau(v) - \tau_0]$$

$$\text{при } v=1 \quad \tau(v-1) = \tau(0) = \tau_0,$$

и

$$\sum_{v=1}^n [\tau(v-1) + \Delta\tau(v) - \tau_0] = \sum_{v=1}^n (n - v + 1) \Delta\tau(v).$$

Следовательно,

$$(1 - \sigma_0)\tau_0 = -\sum_{v=1}^n (n - v + 1) \Delta\tau(v) \quad (21)$$

и при $\Delta\tau(v) > 0$

$$\sigma_0 \tau_0 = \sum_{v=1}^n [\tau(v-1) + \Delta\tau(v) - \tau_0] = \sum_{v=1}^n (n-v+1) \Delta\tau(v). \quad (22)$$

В случае $\Delta\tau(v) = \text{const}$ (функция $\tau(t)$ с постоянным наклоном) время запаздывания τ_3 может быть тоже легко найдено. При $\Delta\tau(v) = \text{const} < 0$

$$(1 - \sigma_0) \tau_0 = \frac{n(n+1)}{2} |\Delta\tau(v)|, \quad (23)$$

(потому что $S_n = 1 + 2 + 3 + \dots + n = \frac{n(n+1)}{2}$).

Отсюда

$$n = \text{Ent} \left[-\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2(1-\sigma_0)\tau_0}{\Delta\tau(v)}} \right] + 1. \quad (24)$$

Время запаздывания выходного сигнала

$$\tau_3 = n \cdot \tau_0 - \frac{n(n+1)}{2} \Delta\tau(v).$$

На основании (23)

$$\tau_3 = n\tau_0 - (1 - \sigma_0)\tau_0 = \tau_0(n - 1 + \sigma_0). \quad (25)$$

Подставляя в (25) значение n из (24), получим

$$\tau_3 = \tau_0 \left\{ \sigma_0 + \text{Ent} \left[-\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2(1-\sigma_0)\tau_0}{\Delta\tau(v)}} \right] \right\}. \quad (26)$$

При $\Delta\tau(v) = \text{const} > 0$ аналогично (23), (24) и (26)

$$\sigma_0 \tau_0 = \frac{n(n+1)}{2} \Delta\tau(v). \quad (27)$$

$$n = \text{Ent} \left[-\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2\sigma_0\tau_0}{\Delta\tau(v)}} \right] + 1. \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \tau_3 &= n\tau_0 + \sigma_0\tau_0 = \tau_0(n + \sigma_0) = \\ &= \tau_0 \left\{ \sigma_0 + 1 + \text{Ent} \left[-\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2\sigma_0\tau_0}{\Delta\tau(v)}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (29)$$

Если учесть, что σ_0 вероятностная величина $0 \leq \sigma_0 < 1$ с равномерной плотностью распределения и с математическим ожиданием $M\sigma_0 = 0,5$, то (24) и (28) сливаются в одно

$$n = \text{Ent} \left[-\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\tau_0}{\Delta\tau(v)}} \right] + 1 \quad (30)$$

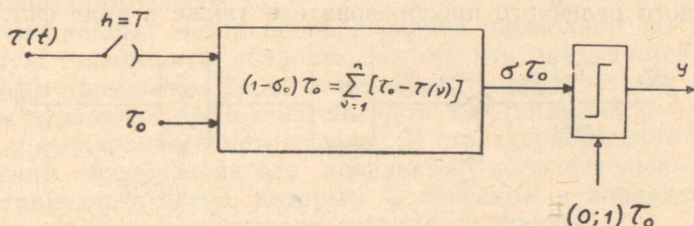
и из (26) вытекает, что при $\Delta\tau(v) = \text{const} < 0$.

$$M\tau_3 = \tau_0 \left\{ 0,5 + \text{Ent} \left[-\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\tau_0}{\Delta\tau(v)}} \right] \right\} \quad (31)$$

и из (29) при $\Delta\tau(v) = \text{const} > 0$

$$M\tau_3 = \tau_0 \left\{ 1,5 + \text{Ent} \left[-\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\tau_0}{\Delta\tau(v)}} \right] \right\} \quad (32)$$

Функция постоянного наклона $\Delta\tau(v) = \text{const}$ является наиболее характерным режимом в работе реального устройства, потому что любой другой закон изменения $\tau(n)$ в небольшом участке около точки сравнения $\tau(n) = \tau_0$ может быть аппроксимирован функцией постоянного наклона $\Delta\tau(n) = \text{const}$.



Фиг. 9. Функциональная схема асинхронного релейного преобразователя.

Функциональная схема асинхронного релейного преобразователя приведена на фиг. 9. Согласно формул (10), (13) и (14) она содержит в себе действие суммирования двухсвязанных разностей.

В общем случае, учитывая вероятностное происхождение величины σ_0 с математическим ожиданием $M\sigma_0 = 0,5$ выдача сигнала y происходит при $\tau(v) < \tau_0$:

$$0,5\tau_0 = \sum_{v=1}^n [\tau_0 - \tau(v)] = \sum_{v=1}^n \tau_0 - \sum_{v=1}^n \tau(v) = n\tau_0 - \sum_{v=1}^n \tau(v); \quad (33)$$

при $\tau(v) > \tau_0$:

$$0,5\tau_0 = \sum_{v=1}^n [\tau(v) - \tau_0] = \sum_{v=1}^n \tau(v) - \sum_{v=1}^n \tau_0 = \sum_{v=1}^n \tau(v) - n\tau_0 \quad (34)$$

или в общем

$$(n \pm 0,5)\tau_0 = \sum_{v=1}^n \tau(v). \quad (35)$$

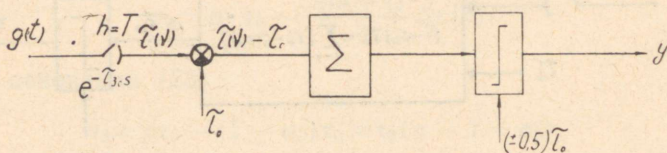
Решением (33), (34) или (35) в отношении n можно найти количество интервалов задержки n , а после этого и вероятностное время задержки

$$M\tau_3 = \sum_{v=1}^{n_1} \tau(v), \quad (36)$$

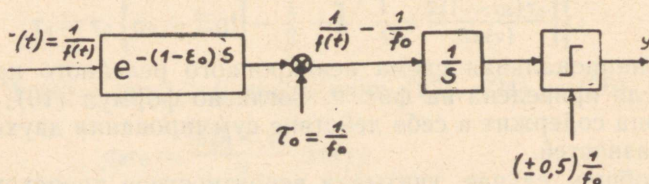
где

$$n_1 = \text{Ent}(1 + n).$$

Суммирование в области оригиналов решетчатой функции (33), (34) и (35) дает эквивалент $W(z) = \frac{1}{z-1}$ в изображениях. Это соответствует действию интегрирования с обычной передаточной функцией $W(s) = \frac{1}{s}$. Поэтому согласно (33) и (34) можно представить функциональную схему асинхронного релейного преобразователя также в виде фиг. 10а,



а



б

Фиг. 10. Представление функциональной схемы асинхронного релейного преобразователя частотно-импульсного сигнала.

а при $\lim T \rightarrow 0$ в виде фиг. 10б. Дополнительно необходимо учитывать еще запаздывание $\tau_3 = (1 - \epsilon_0)\tau(n)$ (фиг. 1), возникающее при образовании решетчатой функции входного сигнала (1) с вероятностным значением $M\tau_{30} \approx 0,5\tau(n)$ при всех функциях монотонных в интервале $Tn - T(n-1)$. На фиг. 9 и 10а это представлено ключом конечного замыкания $h = T$; на фиг. 10б ключ заменен функциональным элементом запаздывания $e^{-(1-\epsilon_0)s}$.

Заключение

Лучшие динамические свойства имеет синхронный метод релейного преобразования частотно-импульсного сигнала. Выдача сигнала сравнения у них происходит практически в конце каждого интервала $\tau(n)$. Некоторое запаздывание возникает только при образовании решетчатой функции входного сигнала. Математическое ожидание времени запаздывания выходного сигнала у синхронных релейных преобразователей $M\tau_3 \approx \tau(n)$. Заслуживает внимания принцип неполного синхронного релейного преобразования, имеющий $M\tau_3 = 1,5\tau(n)$ и позволяющий значительно упростить структуру устройства. Недостатком всех синхронных преобразователей является их ограниченная статическая точность, обусловленная применением релаксационных устройств для генерации эталонных импульсов τ_0 .

Асинхронный метод преобразования позволяет получать лучшую статическую точность, потому что оказывается возможным применение более стабильных генераторов для получения эталонной последовательности τ_0 . Динамические свойства у асинхронного метода хуже. В структурной схеме асинхронного преобразователя появляется дополнительно еще интегрирующее звено, которым в основном и определяется время запаздывания выдачи сигнала сравнения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Я. З. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем. Физматгиз, 1963.
2. Ю. Т. Ту. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. Машгиз, 1964.
3. Э. Джури. Импульсные системы автоматического регулирования. Физматгиз, 1963.
4. Л. Т. Кузин. Расчет и проектирование дискретных систем управления. Машгиз, 1962.
5. С. М. Федоров, А. П. Литвинов. Автоматические системы с цифровыми управляющими машинами. Из-во «Энергия», 1965.

УДК 621.524

Х. Линд

АВТОМАТИЗАЦИЯ ФОРМОВОЧНОГО ПРОЦЕССА ЗАПАЯННЫХ РТУТНЫХ ВЕНТИЛЕЙ (ИГНИТРОНОВ)

Целью токовой формовки является окончательное обезгаживание внутренних деталей вентиля теплом, выделяющимся при прохождении тока через него. Чем выше температура внутренних деталей вентиля, тем быстрее происходит газовыделение и тем короче процесс обезгаживания. Максимально допустимая температура формовки определяется свойствами применяемых материалов и конструктивными особенностями рассматриваемого вентиля.

Вследствие ограниченной быстроты откачки диффузионного насоса и имеющегося сопротивления откачного трубопровода вместе с увеличением скорости газовыделения из внутренних деталей сопровождается увеличение давления посторонних газов в вентиле. Максимально допустимое значение давления посторонних газов в вентиле определяется сложными физико-химическими процессами, происходящими между молекулами посторонних газов и разогретыми внутренними деталями формуемого вентиля (окисление, образование микропленок и т. д.).

Таким образом, для качественного проведения формовки необходимо в ходе процесса вести контроль за температурным режимом формуемого вентиля и за давлением посторонних газов в нем.

Ручное управление формовочным процессом требует для обеспечения надлежащего качества отформованных вентиляей и рационального использования энергетических ресурсов относительно много человеческого труда [1]. Ввиду этого проблема автоматизации формовочного процесса представляет большой интерес. В настоящее время с этим вопросом занимаются как в СССР, так и за границей [1, 2]. К сожалению при создании систем автоматического управления формовочного процесса не обращено достаточно внимания формуемому вен-

тилю как объекту управления. Вследствие этого созданные САУ, как правило, не дают максимально возможного эффекта. В ходе работ по автоматизации формовочного процесса игнитронов на Таллинском заводе ртутных выпрямителей им. М. И. Калинина, выполненных Таллинским технологическим институтом, проведено исследование формуемого игнитрона как объекта управления. Полученная информация использована для улучшения работы САУ формовочного процесса. В настоящей статье приводятся некоторые результаты этих исследований и опытной эксплуатации разработанной САУ.

2. Исследование формуемого игнитрона как объекта управления

При исследовании формуемого игнитрона как объекта управления были поставлены две задачи;

- 1) исследование регулируемых величин и регулирующих воздействий,
- 2) исследование динамических свойств объекта управления.

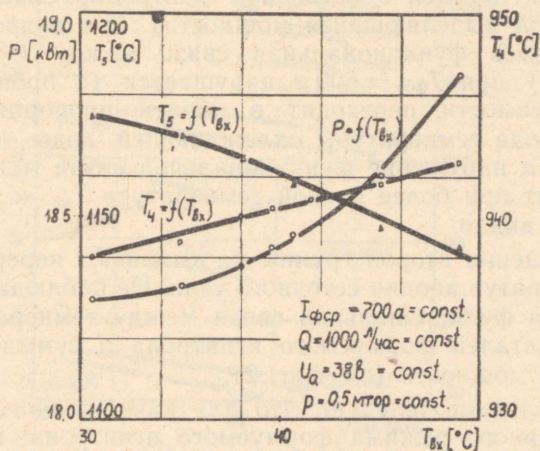
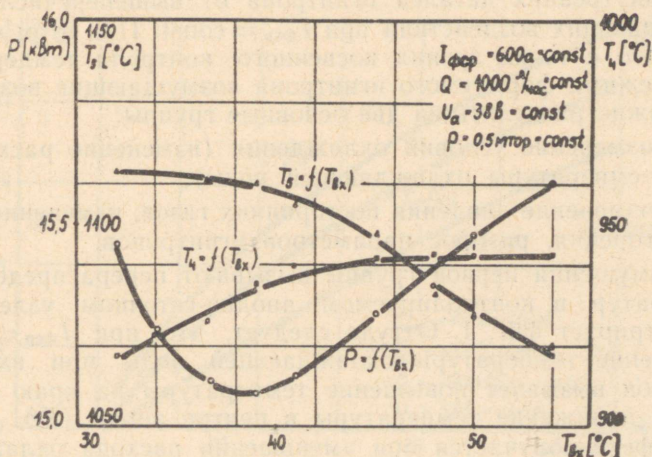
Необходимость исследования регулируемых величин появилась в ходе эксплуатации системы стабилизации формовочного тока. Оказалось, что при стабилизированном значении формовочного тока (точность поддержания тока $\pm 2,5\%$) у некоторых формуемых игнитронов появился брак в виде оплавления сеткодержателей вследствие чрезмерно высоких температур. Контроль температурного режима формуемых игнитронов велся косвенно по среднему значению формовочного тока. Ввиду этого можно полагать, что ток как косвенная величина контроля температурного режима игнитрона не учитывает всех возмущающих воздействий, способных изменить температуру внутренних деталей вентиля. Отсюда вытекала цель исследования регулируемых величин:

- 1) определить погрешность косвенного контроля температуры внутренних деталей игнитрона по среднему значению формовочного тока,
- 2) найти возможности повышения точности при косвенном контроле температурного режима формуемых игнитронов.

В ходе работы была исследована также зависимость показаний вакуумметра от возмущений, действующих на откачной трубопровод и погрешность измерения давления в зависимости от места подключения вакуумметра к откачному трубопроводу. Здесь излагаются только основные результаты исследования косвенного контроля температурного режима

формуемого игнитрона. Более подробно результаты исследования регулируемых величин приведены в [3, 4].

В результате исследования проблемы косвенного контроля температурного режима формуемого игнитрона было установлено следующее. Применяя в качестве косвенной величины контроля среднее значение формовочного тока, температура внутренних деталей формуемого игнитрона зависит



Фиг. 1. Зависимость температур анодно-сеточного узла формуемого игнитрона и выделяющейся в нем мощности от изменения температуры охлаждающей воды на входе в игнитрон

от многих возмущающих воздействий (изменение условий охлаждения, изменение давления посторонних газов, изменение угла горения, разброс параметров отдельных вентилях).

Предполагалось, что лучшие результаты можно получить, если контроль температурного режима формуемого игнитрона вести по суммарной выделяющейся в игнитроне мощности. Для подтверждения этого было экспериментально снята зависимость суммарной выделяющейся мощности и температуры внутренних деталей игнитрона от вышеперечисленных возмущающих воздействий при $I_{\text{фср}} = \text{const}$. При этом оказалось, что с точки зрения косвенного контроля температурного режима формуемого игнитрона возмущающие воздействия можно разделить на две основные группы:

- 1) изменение условий охлаждения (изменение расхода и температуры охлаждающей воды),
- 2) изменение давления посторонних газов, изменение угла горения, разброс параметров игнитронов.

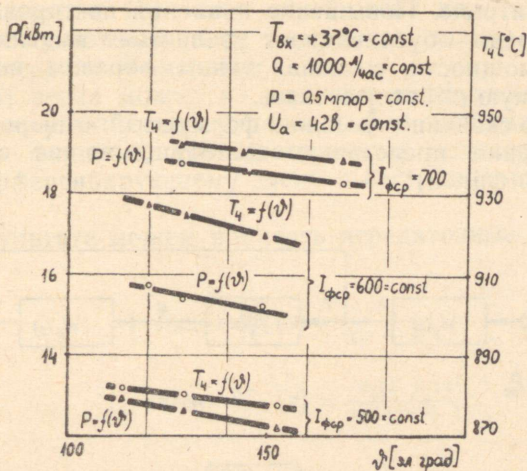
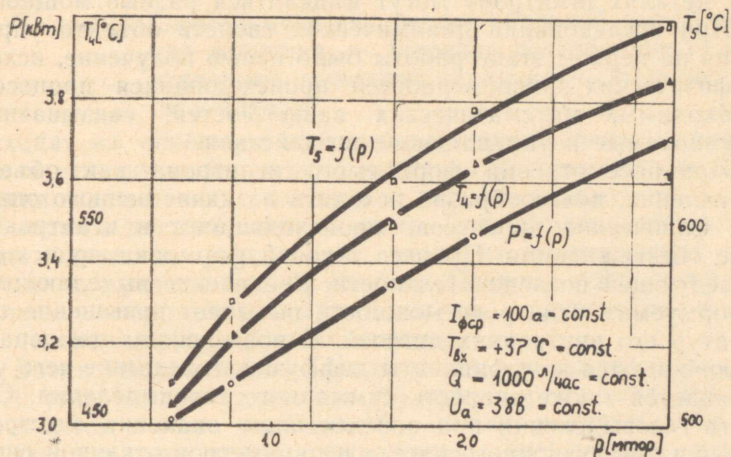
Возмущения первой группы вызывают перераспределение температур в контролируемом анодно-сеточном узле. Это иллюстрирует фиг. 1. Оттуда следует, что при $I_{\text{фср}} = \text{const}$ повышение температуры охлаждающей воды при входе в игнитрон вызывает повышение температуры на краю анода (T_4) и понижение температуры в центре анода (T_5). Такой же эффект получается при уменьшении расхода охлаждающей воды. С другой стороны, возмущения этой группы вызывают нарушение функциональной связи между температурой внутренних деталей и косвенной контролируемой величины (суммарной выделяющейся мощности). Это видно также на фиг. 1. Здесь функциональная связь между $P = f(T_{\text{вх}})$ и $T_4 = f(T_{\text{вх}})$ при $I_{\text{фср}} = 600 \text{ a}$ нарушается (с пропорциональной зависимости переходит в обратно-пропорциональную) при переходе температуры охлаждающей воды $+38^\circ \text{C}$. При $I_{\text{фср}} = 700 \text{ a}$ нарушение функциональной связи между P и T_4 происходит при более низкой температуре $T_{\text{вх}}$ и поэтому на фиг. 1 не видно.

Возмущения второй группы не вызывают перераспределения температур анодно-сеточного узла. Не наблюдается также нарушения функциональной связи между температурой внутренних деталей формуемого игнитрона и суммарной выделяющейся мощности (см. фиг. 2).

Из сказанного следует, что для качественного контроля температурного режима формуемого игнитрона необходима стабилизация условий охлаждения. Исходя из результатов эксперимента можно сказать, что точность стабилизации желательнее иметь для температуры охлаждающей воды не хуже

$\pm 1^\circ\text{C}$ и для расхода охлаждающей воды не хуже ± 50 л/час.

Учитывая имеющийся диапазон возмущающих воздействий в цеховых условиях (на Таллинском заводе ртутных выпрямителей им. М. И. Калинина), было найдено, что погрешность при косвенном контроле температуры внутренних дета-



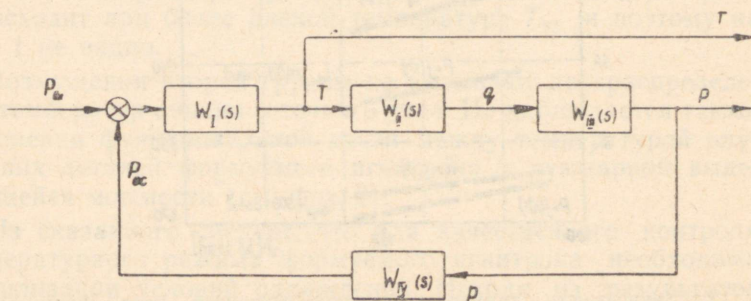
Фиг. 2. Зависимость температур анодно-сеточного узла формуемого игнитрона и выделяющейся в нем мощности от давления посторонних газов и угла горения

лей формуемого игнитрона по среднему значению формовочного тока в режиме максимального формовочного тока составляет ± 110 град. Погрешность при косвенном контроле температуры по суммарной выделяющейся мощности в этом же режиме составляет ± 40 град. Эта погрешность объясняется главным образом некоторым перераспределением суммарной выделяющейся мощности вдоль игнитрона при различных возмущающих воздействиях. Вследствие этого при одной и той же суммарной выделяющейся мощности в отдельных деталях игнитрона могут выделяться разные мощности.

При исследовании динамических свойств объекта управления на первом этапе работы было целью получение, исходя из физических закономерностей происходящих процессов, необходимых математических зависимостей, связывающих регулируемые и управляющие воздействия.

При рассмотрении формуемого игнитрона как объекта управления, целесообразно исходить из качественного описания физических процессов, происходящих в игнитроне в ходе обезгаживания. Процесс токовой формовки происходит в следующей последовательности. Увеличение выделяющейся в формуемом игнитроне мощности вызывает повышение температур его внутренних деталей. С повышением температур увеличиваются коэффициенты диффузии, вследствие чего увеличивается также скорость суммарного газовыделения. Скорость газовыделения при определенном значении быстроты откачки диффузионного насоса и параметров откачной системы определяет величину давления посторонних газов в формуемом игнитроне. Повышение давления посторонних газов, в свою очередь, обуславливает увеличение выделяющейся в игнитроне мощности, создавая таким образом внутреннюю положительную обратную связь.

Согласно сказанному можно формуемый игнитрон как объект управления представить состоявшимся из следующих звеньев (см. фиг. 3):



Фиг. 3. Блок схема объекта управления

- I звено: входная величина — суммарная выделяющаяся в формуемом игнитроне мощность; выходная величина — температура анодно-сеточного узла;
- II звено: входная величина — температура анодно-сеточного узла, выходная величина — скорость газовой выделенной;
- III звено: входная величина — скорость газовой выделенной, выходная величина — давление посторонних газов в формуемом игнитроне;
- IV звено: (звено в цепи внутренней обратной связи) входная величина — давление посторонних газов в игнитроне, выходная величина — выделяющаяся мощность.

Исходя из основных соотношений теплопередачи, диффузии и откачки газов, можно получить математические выражения, связывающие входные и выходные величины I, II и III звена в динамическом режиме. Для IV звена составление математического выражения, исходя из теоретических предпосылок, представляет трудности. Поэтому здесь ограничивались экспериментальными данными, полученными в ходе исследования регулируемых величин.

Вводя ряд упрощений (предполагая, что температура анодного узла одинакова во всех его точках и что теплопередача происходит только излучением), можем получить для I и II звена математические выражения, связывающие вход и выход в виде передаточной функции апериодического звена первого порядка. При этом для I звена передаточная функция в вышеуказанном виде получается только в достаточно узком интервале температур.

Для II звена можно из решения диффузионного уравнения для скорости газовой выделенной найти приближенную передаточную функцию, соответствующую нелинейному реальному дифференцирующему звену с нестационарными свойствами.

В результате можем написать передаточные функции для звеньев:

$$\text{I звено } W_I(s) = \frac{K_1}{\tau_1 s + 1}; \quad (1)$$

$$\text{II звено } W_{II}(s) = \frac{\tau_2(T, t_p)s}{\tau_3(T)s + 1}; \quad (2)$$

$$\text{III звено } W_{III}(s) = \frac{K_2}{\tau_4 s + 1}; \quad (3)$$

$$\text{IV звено } W_{IV}(s) = K_3 \quad (4)$$

Передаточная функция объекта управления имеет тогда вид:

$$W_0(s) = \frac{K_1 K_2 \tau_2(T, t_p)}{\tau_1 \tau_3(T) \tau_4 s^3 + [\tau_1 \tau_3(T) + \tau_1 \tau_4 + \tau_4 \tau_3(T)]} \times \\ \times \frac{s}{s^2 + [\tau_1 + \tau_3(T) + \tau_4 - K_1 K_2 K_3 \tau_2(T, t_p)]s + 1}. \quad (5)$$

В вышеприведенных формулах:

K — передаточный коэффициент соответствующего звена,

τ — постоянная времени соответствующего звена,

T — температура внутренних деталей игнитрона,

t_p — фактор, учитывающий начальное газосодержание.

Постоянные времени I и II звена можно определить аналитически. Функциональная зависимость постоянных времени в выражении передаточной функции II звена необходимо определить экспериментально. Экспериментальной проверки требует также влияние тгорания дуги на откачку посторонних газов с одновременным определением их взаимосвязи. Это позволяет уточнить вид передаточной функции III звена.

3. Система автоматического управления формовочного процесса

Принимая во внимание вышесказанное, можно задачу управления формовочным процессом сформулировать следующим образом:

выделить из внутренних деталей игнитрона максимально возможное количество посторонних газов в течение минимального времени при соблюдении следующих условий в течение всего процесса обезгаживания (режим максимальной производительности)

$$p_{\text{пг}} \leq p_{\text{пг макс доп}} \quad (6)$$

$$T_{\text{вд}} \leq T_{\text{вд макс доп}} \quad (7)$$

При этом, так как скорость газовыделения (а следовательно и давление посторонних газов в игнитроне) определяется температурой внутренних деталей, то можем различить два основных этапа в процессе управления:

- а) Первый этап — этап стабилизации давления посторонних газов. Соблюдается неравенство (6). Вследствие обильного газовыделения температура внутренних деталей много меньше максимально допустимой.
- б) Второй этап — этап стабилизации температуры внутренних деталей. Соблюдается неравенство (7). Вслед-

ствии малого газовыделения давление посторонних газов всегда меньше максимально допустимого.

Между этими этапами в течение некоторого времени имеет место т. н. переходной режим, где необходимо учитывать неравенства (6) и (7).

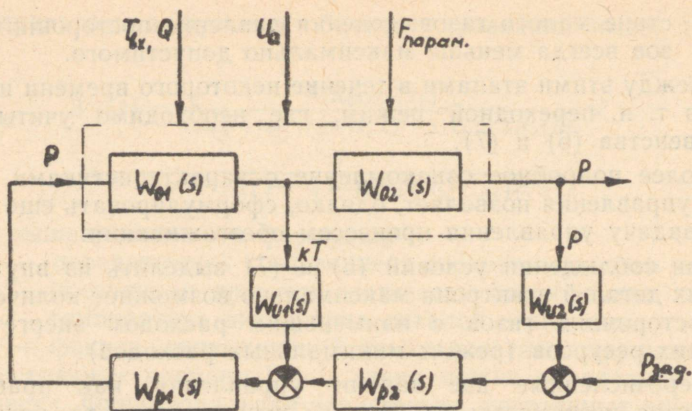
Более подробное ознакомление с характеристиками объекта управления позволяет, однако, сформулировать еще другую задачу управления процессом обезгаживания:

при соблюдении условий (6) и (7) выделить из внутренних деталей игнитрона максимально возможное количество посторонних газов с наименьшим расходом энергетических ресурсов (режим минимальных расходов).

Перечисленные две задачи управления, как правило, являются несовместными. Однако несмотря на это, решение основной проблемы при выборе той или другой задачи управления сводится к определению рабочей точки $T_{\text{вд макс доп}}$, исходя из характеристик формируемого игнитрона.

Ранее мы выяснили, что объект управления обладает нестационарными и нелинейными характеристиками. Тогда, очевидно, в течение этапа стабилизации давления необходимо для удовлетворения неравенства (6) на вход объекта управления подать регулируемую величину (суммарную выделяющуюся мощность) в зависимости от некоторой искомой функции времени — $P = f(t)$. Но так как свойства различных вентилях имеют относительно большой разброс (вследствие различного начального газосодержания, различной степени чистоты применяемых материалов и различной обработки деталей [5]), то для качественного управления процессом обезгаживания различных вентилях функциональная зависимость регулирующей величины для каждого из них должна быть разная. Это значит, что система автоматического управления должна иметь самонастраивающиеся свойства.

Самым простым способом решения задачи управления является применение двухконтурной автоматической системы, представленной на фиг. 4. Здесь внутренний контур осуществляет стабилизацию температурного режима формируемого игнитрона. Наружний контур стабилизирует давление посторонних газов. При этом наружный контур вырабатывает задающую величину для внутреннего контура. Соответствующим выбором коэффициента пропорциональности между давлением посторонних газов и суммарной подводимой (выделяющейся) мощности можно добиться работы системы автоматического управления в режиме широтно-импульсной модуляции в течение основной части этапа стабилизации давления. Такая работа системы автоматического управления обеспечивает



Фиг. 4. Блок схема системы автоматического управления.

самонастраивающийся характер изменения выделяющейся мощности в зависимости от времени для игнитронов с различными характеристиками. Положительной стороной импульсного режима работы является еще то обстоятельство, что между импульсами тока отсутствует геттерное действие дуги. Это в некоторой степени облегчает обезгаживание.

4. Результаты опытной эксплуатации

Исходя из вышеперечисленных предположений разработанная система автоматического управления формовки игнитронов была реализована на Таллинском заводе ртутных выпрямителей им. М. И. Калинина. Системами автоматического управления были снабжены три формовочного поста. В течение шести месяцев была исследована работа систем.

Опытная эксплуатация дала следующие результаты. Длительность формовочного цикла уменьшалась на 19,2% (длительность формовочного цикла при ручной формовке в среднем 62,4 часа, при автоматизированной формовке 50,4 часа). Вследствие этого получена экономия электроэнергии на 16% (расход электроэнергии на формовку одного игнитрона при ручной формовке 940 квтч в среднем, а при автоматизированной формовке 790 квтч). Количество повторных формовок уменьшалось на 11,7%. Заметно (2 раза) уменьшалось остаточное давление посторонних газов после силовых испытаний и после отстоя. Возможная годовая экономия с учетом перерасчета на цех при этом превышает 20 тыс. рублей.

Одновременно выяснилось при опытной эксплуатации, что для получения максимального эффекта от автоматизации

формовочного процесса следует существующий порядок контроля отформованности способом «работа на затворе» отметить. Взамен этого необходимо ввести текущий контроль степени отформованности по количеству выделяющихся за единицу времени газов. Это позволяет вместе с применением системы автоматического управления провести формовку игнитронов в течение минимального времени (или с минимальным расходом электроэнергии), учитывая разброс их характеристик и соблюдая установленные требования к качеству.

5. Выводы

1) Для качественного косвенного контроля температурного режима формуемого игнитрона необходима стабилизация условий охлаждения.

2) При косвенном контроле температуры внутренних деталей формуемого игнитрона по формовочному току потеря точности обуславливается возмущающими воздействиями, не учитываемыми косвенной контролируемой величиной.

3) Контролируя температуру внутренних деталей взамен формовочного тока суммарной выделяющейся мощностью, можно повысить точность контроля в несколько раз.

4) Формуемый игнитрон как объект управления можно представить структурной схемой, состоявшей из трех последовательно соединенных звеньев, охваченных положительной обратной связью.

5) Формуемый игнитрон как объект управления обладает характеристиками, близкими к характеристикам сложного нелинейного реального дифференцирующего элемента с нестационарными свойствами.

6) Учитывая относительно большой разброс динамических свойств различных формуемых игнитронов одного типа, система автоматического управления формовочного процесса должна иметь самонастраивающиеся свойства. Это можно реализовать применением двухконтурной системы управления. Самонастраивающиеся свойства при этом обеспечивают в соответствующем режиме широтно-импульсной модуляции.

1. Automation degassing of Mercury-Arc Rectifiers. Direct-Current, June, 1961.
2. Е. А. Каминский. Опыт организации автоматической формовки ртутных выпрямителей на тяговых подстанциях. Изд. Мин. комм. хозяйства, Москва, 1955.
3. Х. Я. Линд. К выбору косвенного способа контроля температурного режима формуемых запаянных игнитронов ИВУ-500/5. Сборник трудов НИСЭТИ, № 3, Энергия, 1966.
4. Х. Я. Линд. Погрешности при измерении давления посторонних газов в формуемом игнитроне, обуславливаемые возмущающими воздействиями, оказывающими влияние на вакуумную систему, соединяющей измерительный прибор с игнитроном. Сборник трудов НИСЭТИ, № 3, Энергия, 1966.
5. Р. Бэррер. Диффузия в твердых телах. ИИЛ, Москва, 1948.

УДК 621.365.52

М. Тарма

СТАБИЛИЗАЦИЯ МОЩНОСТИ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ЛАМПОВОГО ГЕНЕРАТОРА

1. Введение

Проблема стабилизации выходной мощности высокочастотного лампового генератора возникает при необходимости выдерживать постоянную температуру в индукционных нагревательных установках, работающих на частотах 66 кгц и выше. Дело в том, что в некоторых случаях стабилизация выходной мощности генератора может обеспечить выдержку температуры с такой же точностью, что и стабилизация по самой температуре, но осуществить первую гораздо легче и проще.

В первую очередь сюда относятся вакуумные индукционные печи, у которых встречаются трудности с установкой пирометрического датчика температуры. Переходя на использование термопар сильно уменьшается точность измерения температуры и вместе с ней точность стабилизации. Кроме того, все подходящие в настоящем случае датчики температуры требуют высококачественных усилителей сигнала обратной связи.

Если проанализировать положение со стороны возмущающих воздействий на температуру нагреваемой детали, то при температуре свыше 500°C и при давлении окружающей среды ниже 10^{-3} тор, основным видом теплопередачи является лучистый теплообмен.

От влияния теплопроводности опирающей конструкции нагреваемой детали можем отказаться благодаря использованию теплоизоляционных материалов для изготовления опора и относительно малому сечению его теплопроводящих частей.

Таким образом, установившаяся температура нагреваемой детали определяется уравнением равновесия, передаваемой к детали высокочастотным электромагнитным полем мощности и отдаваемой от нее тепловым излучением мощности:

$$I^2 r_2' = \sigma_0 \varepsilon (\Theta^4 - \Theta_0^4) S, \quad (1)$$

где: I — ток индуктора (а);
 r_2' — приведенное к индуктору активное сопротивление нагреваемой детали (ом);
 σ_0 — постоянная (вт/м² · град⁴), $\sigma_0 = \text{const}$;
 ε — степень черноты;
 S — наружная поверхность нагреваемой детали (м²);
 Θ — температура нагреваемой детали (°К);
 Θ_0 — температура окружающей поверхности (°К).

Обычно $\Theta_0 \ll \Theta$ и влияние Θ_0 пренебрегается. Тогда:

$$\Theta = \sqrt[4]{\frac{I^2 r_2'}{\sigma_0 \varepsilon S}}. \quad (2)$$

Если теперь мощность $I^2 r_2'$ брать величиной постоянной, то очевидно, точность стабилизации температуры зависит от постоянства ε . По данным литературы $\varepsilon = f(\Theta)$, но изменится довольно ограничено и в небольших интервалах температуры может быть взята $\varepsilon = \text{const}$.

Временная стабильность ε зависит от условий нагрева и материала нагреваемой детали. У некоторых материалов ε может изменяться во времени и широких пределах. Стабилизация температуры по мощности имеет смысл только при таких материалах нагреваемой детали, у которых $\varepsilon = \text{const}$. Практически это имеет место у материалов со значением ε , близкой единице.

Из указанного следует, что погрешность выдержки температуры при постоянной $I^2 r_2'$ небольшая.

Однако непосредственное измерение и в связи с этим и стабилизация величины $I^2 r_2'$ практически неосуществимы. Мы можем измерить ток индуктора или суммарную мощность на индукторе и соответственно стабилизировать их. Условиями постоянства $I^2 r_2'$ тогда будут:

- 1) при стабилизации I — $r_2' = \text{const}$;
- 2) при стабилизации $P_{\text{общ}} = I^2 (r_1 + r_2')$ — $r_1 = \text{const}$,
 где r_1 — активное сопротивление индуктора (ом). Сопротивления r_1 и r_2' определяются по формулам:

$$r_1 = \pi \frac{Q_1 \cdot D_1}{r_1 \cdot a_1} \cdot k_r \cdot \omega \quad (\text{ом}), \quad (3)$$

$$r_2' = 2\pi \frac{D_2^2 \cdot f \cdot \mu_2}{l_2} \cdot \frac{k_m^2}{k_2^2 + A^2} \cdot A \cdot \omega^2 \cdot 10^{-8} \quad (\text{ом}), \quad (4)$$

где q_1, q_2 — удельные сопротивления материала индуктора и нагреваемой детали ($ом \cdot м$);
 D_1, D_2 — диаметры индуктора и нагреваемой детали ($м$);
 ω — число витков индуктора;
 τ_1 — толщина стенки материала индуктора ($м$);
 a_1 — ширина витка индуктора ($м$);
 f — рабочая частота источника питания ($гц$);
 l_1, l_2 — длина индуктора и нагреваемой детали ($м$);
 μ_2 — магнитная проницаемость материала нагреваемой детали;
 k_r, k_m, k_2, A — коэффициенты,

$$k_r = f \left(\frac{\tau_1}{\sqrt{\frac{q_1}{f}}} \right),$$

$$k_2 = f \left(\frac{D_2}{l_2} \right),$$

$$k_m = f \left(\frac{D_1}{l_1}; \frac{l_1}{l_2} \right),$$

$$A = f \left(\frac{D_2}{\sqrt{\frac{q_2}{f \cdot \mu_2}}} \right).$$

Как видно, оба сопротивления зависят кроме геометрических размеров еще от рабочей частоты и удельных сопротивлений материала индуктора или детали соответственно. Удельные сопротивления q_1 и q_2 зависят от температуры: $q_1 = f(\Theta_0)$, $q_2 = f(\Theta)$. Предполагая временную стабильность этих зависимостей, следует рассматривать характер изменений температур Θ и Θ_0 . Как уже доказано, температура нагреваемой детали Θ практически определена мощностью $I^2 r_2$ и дополнительных возмущений не введет. Температура индуктора Θ_0 , однако, зависит кроме Θ и I еще от условий охлаждения индуктора, которые могут измениться в широких пределах.

О рабочей частоте следует отметить, что постоянство ее должно быть обеспечено согласно нормам по радиопомехам. Поэтому мы этот вопрос пренебрегаем, считая $f = \text{const}$. Таким образом, учитывая вышеизложенное, в узком диапазоне вблизи рабочей температуры Θ условие $r_2 = \text{const}$ соблюдается гораздо точнее, чем $r_1 = \text{const}$. Второе преимущество стабилизации по току индуктора состоит еще в том, что измерение тока индуктора проще, чем мощности на индукторе. В результате названных фактов следует предпочитать стабилизацию по току индуктора.

2. Возмущающие воздействия, выбор элемента для введения регулирующего воздействия

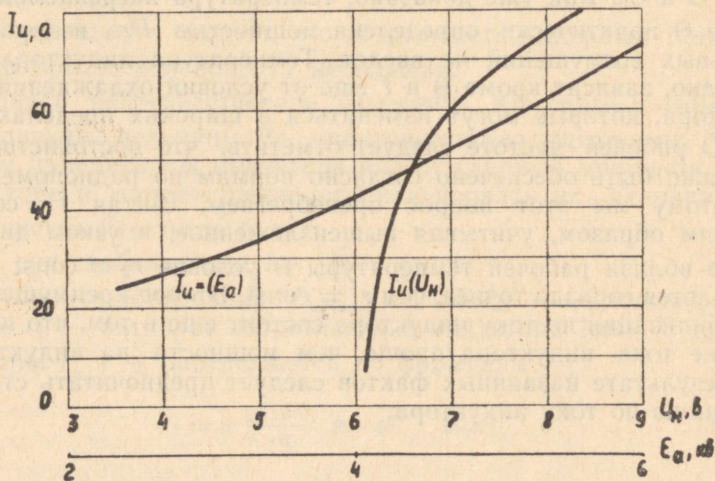
Основным возмущающим воздействием для мощных ламповых генераторов, работающих в режиме автоколебаний (см. фиг. 3), является изменение напряжения питающей сети. По сравнению с этим возмущения от изменения параметров различных элементов генератора ничтожно малы и их влиянием можно пренебречь.

Изменения напряжения питающей сети воздействуют на генератор с двух сторон:

- 1) изменяя напряжение накала генераторной лампы,
- 2) изменяя анодное напряжение генераторной лампы.

Относительная чувствительность тока индуктора к этим возмущениям не равна. Согласно фиг. 1 у генераторной лампы ГУ-22А изменение напряжения накала на 10%, в зависимости от рабочей точки накала, может вызывать изменение тока индуктора до 100%. Изменение анодного напряжения на 10% изменяет ток индуктора не более 15%.

Исходя из нормального режима работы лампового генератора и учитывая высокую чувствительность тока индуктора к изменению напряжения накала (при пониженном накале), вытекает необходимость независимой стабилизации напряжения накала, если оно не выбрано величиной для введения регулирующего воздействия. При введении регулирующего



Фиг. 1. Зависимость тока индуктора от анодного напряжения и напряжения накала генераторной лампы

воздействия через источники анодного или сеточного напряжения, удовлетворение этого требования связано с увеличением элементов системы стабилизации. За высокой чувствительностью это является уже вторым преимуществом метода стабилизации тока индуктора регулированием напряжения накала генераторной лампы.

Рассмотрим теперь более подробно названные три возможности введения регулирующего воздействия.

Регулирование накала может практически осуществляться с помощью следующих элементов:

- 1) автотрансформатора,
- 2) магнитного усилителя или управляемым дросселем насыщения,
- 3) управляемых диодов.

Автотрансформатор для использования в данных целях явно не пригоден, ввиду движущегося контакта и сложного привода.

Использование магнитных усилителей связано с некоторыми затруднениями. Заключаются они в том, что в замкнутую систему стабилизации входят три инерционные звена: катод генераторной лампы, магнитный усилитель и блок измерения выходной величины. Так как постоянные времени первых двух звеньев имеют одинаковый порядок, то получение высокой точности и хороших динамических качеств регулирования без применения корректирующих устройств не представляется возможным. При использовании корректирующих устройств система стабилизации сильно усложняется и теряет высокую надежность работы.

Наилучшие результаты можно достигать использованием для введения регулирующего воздействия управляемых диодов. В этом случае может быть обеспечена высокая точность регулирования, при чем регулятор имеет весьма малые габариты.

При использовании источника анодного напряжения для введения регулирующего воздействия проблема реализации регулятора окажется несколько сложнее. Наиболее часто в ламповых генераторах источником анодного напряжения применяется управляемый тиратронный выпрямитель, который имеет узкий диапазон регулирования и может быть использован только при стабилизации мощности генератора вблизи номинальной. Следует добавить, что система стабилизации регулированием анодного напряжения имеет большое количество элементов и малую надежность работы.

Сеточное напряжение генераторной лампы, работающей в режиме автоколебаний, складывается из двух составляющих:

- 1) переменной, определенной передаточным числом трансформатора обратной связи, и
- 2) постоянной, определенной значением гридлика.

В результате этого мы имеем для реализации введения регулирующего воздействия две возможности:

- 1) изменять передаточное число трансформатора обратной связи, или
- 2) изменять значение гридлика.

К сожалению, оба способа опять имеют ограниченный диапазон стабилизации выходной мощности генератора и, кроме того, ограниченную точность.

Всем вышеизложенным методам стабилизации тока индуктора или мощности лампового генератора присущ еще один общий недостаток: при стабилизации выходной величины на различных значениях оптимальная настройка генератора по к. п. д. может быть обеспечена только на одном значении ее. Если мощность генератора велика, то очевидно малый к. п. д. может вести к тому, что генератор экономически себя не оправдывает.

Для устранения положения предусматривается применение импульсного управления генератора, настроенного в оптимальном режиме по к. п. д. Возможен такой вид управления конечно только тогда, когда постоянная времени объекта регулирования велика по сравнению с периодом импульсов управления. При высокочастотном нагреве это обычно так и бывает. Регулирующее воздействие ведется тогда регулированием скважности импульсов (Q), т. е. импульсной модуляцией. В отличие от обычных импульсных систем здесь Q должен остаться в пределах 0—10. Принципиально такое дискретное управление может быть осуществлено путем прерывания:

- 1) анодного напряжения генераторной лампы, или
- 2) сеточного напряжения ее.

Используя анодное напряжение для указанной цели, мы опять вернемся к управляемому тиратронному выпрямителю, который при малой частоте прерывания не разрешает нам повышать точность стабилизации, а при высокой частоте импульсов управления вообще не в состоянии нормально работать.

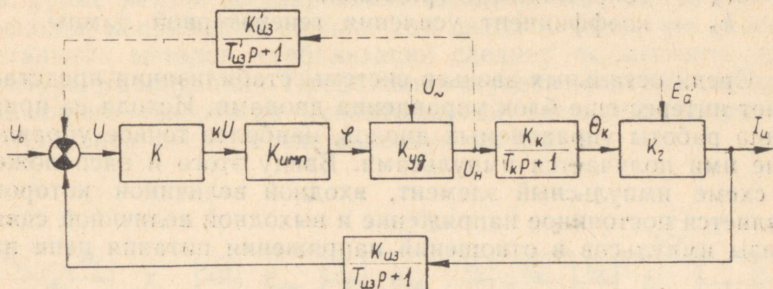
Более пригодным для введения дискретного регулирующего воздействия является сеточное напряжение генераторной лампы. Для сокращения переходных режимов в основном колебательном контуре используется задающий генератор, который настроен на ту же частоту, что и основной контур. Последний разрешает увеличивать частоту импульсов управления и тем самым достигать высокую точность стабилизации.

На основе вышеизложенного пренебрегаем методами регулирования анодным напряжением и сеточным напряжением в непрерывном режиме и рассмотрим только системы стабилизации с введением регулирующего воздействия при помощи:

- 1) управляемых диодов в цепи накала генераторной лампы, и
- 2) задающего генератора в цепи сетки ее.

3. Система стабилизации регулированием напряжения накала

Структурная схема системы стабилизации представлена на фиг. 2. Как видно, она может быть одно- или двухконтурная. С введением контура, обозначенного на фиг. 2 прерывистой линией, улучшаются динамические свойства системы. Конкретные требования к динамике системы и определяют необходимость такого контура.



Фиг. 2. Структурная схема системы стабилизации регулированием напряжения накала

Ламповый генератор представлен на схеме в виде последовательно соединенных инерционного и усилительного звеньев. При этом имелось в виду только инерционность катода генераторной лампы, коэффициент усиления и постоянная времени которой:

$$k_k = f(U_H, R_0, \varepsilon, \alpha, \Theta, S),$$

$$T_k = f(G, c, \varepsilon, \alpha, \Theta, S),$$

где U_H — напряжение накала,

R_0 — сопротивление катода при 273° K,

ε — степень черноты материала катода,

α — температурный коэффициент сопротивления материала катодной нитки,

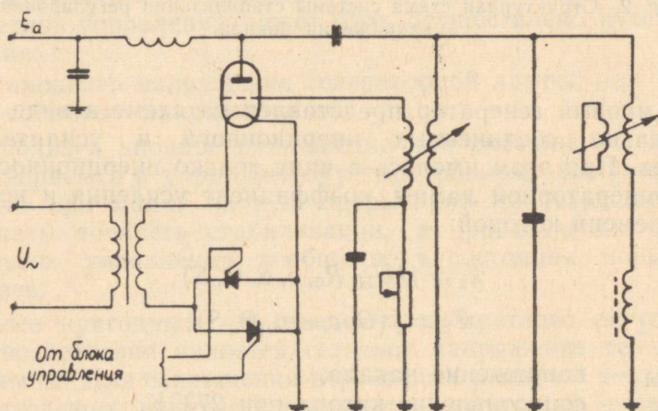
- Θ — рабочая температура катода,
 S — поверхность катода,
 G — масса катода,
 c — удельная теплоемкость материала катода.

Инерционностью колебательного контура пренебрегалось ввиду ее малости. Предполагая, что характеристика генератора $I_U = f(\Theta)$ непрерывная и $\frac{\partial I_U}{\partial \Theta}$ однозначная во всем диапазоне регулирования, можем, принимая входной величиной лампового генератора температуру катода Θ , представлять генератор усилительным звеном с передаточным коэффициентом

$$k_r = f(\Theta, E_a, k_{об}, R_d, k_n),$$

где E_a — анодное напряжение генераторной лампы,
 $k_{об}$ — коэффициент обратной связи,
 R_d — сопротивление гридлика,
 k_n — коэффициент усиления генераторной лампы.

Среди остальных звеньев системы стабилизации представляет интерес еще блок управления диодами. Исходя из принципа работы управляемых диодов, наиболее точное управление ими получается импульсами. Ввиду этого и расположен в схеме импульсный элемент, входной величиной которого является постоянное напряжение и выходной величиной сдвиг фазы импульсов в отношении напряжения питания цепи на-



Фиг. 3. Принципиальная схема автогенератора с управляемыми диодами в цепи накала

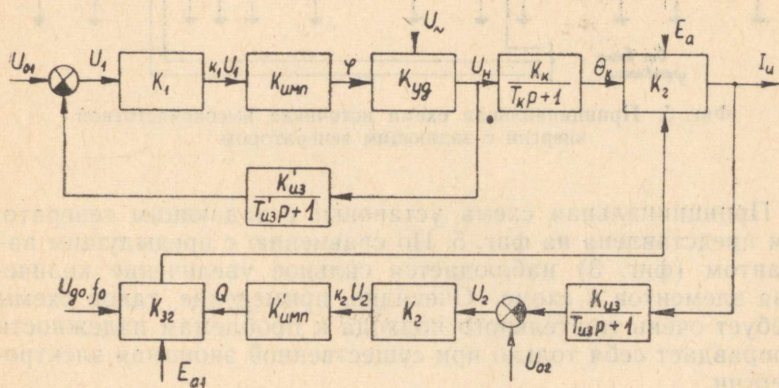
кала. Соотношение $\frac{\Delta\varphi}{\Delta(kU)}$ обозначено на схеме $K_{\text{имп}}$. Остальные обозначения на фиг. 2 следующие:

k — передаточный коэффициент усилителя,
 $k_{\text{уд}}$ — — „ — — — управляемых диодов,
 $k_{\text{из}}$ — — „ — — — измерителя тока индуктора,
 $T_{\text{из}}$ — постоянное времени измерителя тока индуктора.

Принципиальная схема лампового генератора с управляемыми диодами в цепи накала представлена на фиг. 3.

4. Система стабилизации с дискретным регулированием сеточного напряжения генераторной лампы

Как уже было отмечено, при всех методах стабилизации тока индуктора или выходной мощности лампового генератора, кроме метода регулирования накалом, необходима стабилизация напряжения накала. Это ведет к тому, что у всех остальных методов стабилизации следует осуществить два контура стабилизации. Представляя ступени усиления сигнала задающего генератора усилительными звеньями, получаем структурную схему, представленную на фиг. 4.

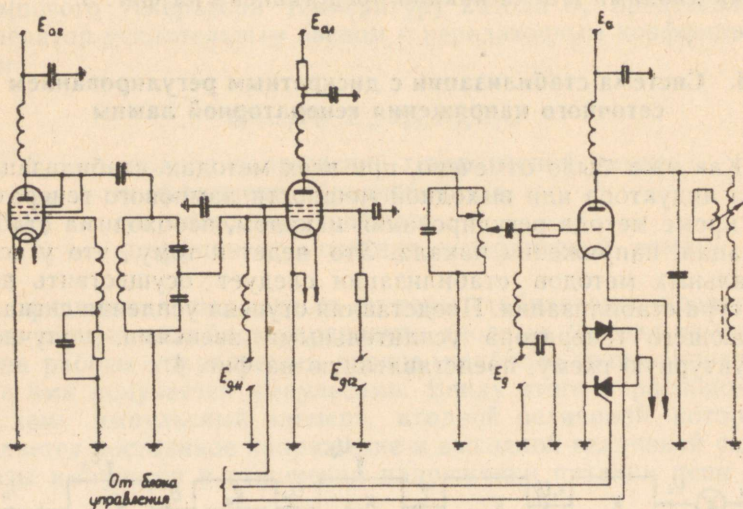


Фиг. 4. Структурная схема системы стабилизации с дискретным регулированием сеточного напряжения генераторной лампы

Импульсный блок, включенный во второй контур, имеет несколько иной характер, чем в первом контуре. В данном случае изменения постоянного напряжения во входе ведут к изменениям скважности выходных импульсов блока. Переда-

точный коэффициент блока равен $\frac{\Delta Q}{\Delta(kU)}$ и обозначен $K_{\text{нп}}$. Дополнительно к обозначениям, аналогичным примененным на фиг. 2, введены еще:

U_0, f_0 — напряжение и частота выходного сигнала задающего генератора,
 K_{32} — передаточный коэффициент первой ступени усиления.



Фиг. 5. Принципиальная схема источника высокочастотной энергии с задающим генератором

Принципиальная схема установки с задающим генератором представлена на фиг. 5. По сравнению с предыдущим вариантом (фиг. 3) наблюдается сильное увеличение количества элементов в схеме. Очевидно, применение такой схемы требует очень тщательного подхода к проблемам надежности и оправдает себя только при существенной экономии электроэнергии.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. В. Донской, Г. С. Рамм, Ю. Б. Вигдорович. Высокочастотные электротермические установки с ламповыми генераторами. Госэнергоиздат, Москва—Ленинград, 1957.
2. Промышленное применение токов высокой частоты. Под ред. Г. Ф. Головина. Изд. «Машиностроение», Москва—Ленинград, 1964.
3. Б. С. Агафонов. Расчет эксплуатационных режимов генераторных ламп. Госэнергоиздат, Москва—Ленинград, 1962.
4. Кремниевые управляемые вентили — тиристоры. Технический справочник. Изд. «Энергия», Москва—Ленинград, 1964.
5. И. Д. Денисов. Генераторы и усилители колебаний радиочастот. Госэнергоиздат, Москва—Ленинград, 1963.
6. А. А. Фельдбах, А. Д. Дудькин, А. П. Мановцев, Н. Н. Миролубов. Теоретические основы связи и управления. Госиздат физико-математической литературы, Москва, 1963.

УДК 62—501.7

Я. Вайтмаа, К. Иыуду, И. Яковлев

МЕТОД НАЛОЖЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ МОДЕЛЕЙ КАК СРЕДСТВО РАСЧЕТА И ИССЛЕДОВАНИЯ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Введение

В настоящее время весьма большое значение приобрел вероятностный анализ систем автоматического регулирования, методы которого можно разделить на три основные группы [1]:

1. аналитические методы, основанные на предположении о нормальном распределении случайных величин и линейности или линеаризуемости системы;

2. аналитические методы для исследования нелинейных систем с параметрами, имеющими распределение, существенно отличное от нормального;

3. численные методы для исследования систем любого типа, в том числе методы типа Монте-Карло (статистических испытаний).

Из вышеперечисленных методов наиболее хорошо разработаны методы первой группы, которые позволяют с помощью относительно простых выражений описывать довольно сложные системы. Однако из-за существенных ограничивающих предпосылок они пригодны для анализа только ограниченной группы систем.

Методы второй группы могут в отдельных случаях дать эффективные решения, но они наиболее трудоемки и не применимы в общем случае, поскольку часто приворят к аналитически не решаемым уравнениям и интегралам.

Методы третьей группы являются наиболее общими и основываются на нескольких стандартных алгоритмах, что позволяет применять их для широкого класса задач, затратив при этом относительно меньше не слишком высококвалифицированного труда для подготовки и программирования задачи. Однако эти методы связаны с таким количеством вычислений, что даже использование вычислительных машин не позволяет

решить задачу за представляющие практический интерес промежутки времени.

При оценке всех методов необходимо также учитывать, что требование простоты метода является очень существенным по следующим причинам:

1. исследуемые системы весьма быстро усложняются, а следовательно, растет и трудоемкость их математического описания и расчета;

2. задачи анализа все чаще сочетаются с задачами синтеза и оптимизации, связанными с многократным повторением расчетов при поиске решения.

Учитывая вышеизложенное, очевидна потребность соединения методов первой и третьей групп с целью объединения их преимуществ.

Наложение случайных величин

Рассмотрим некоторую, в общем случае нелинейную систему с n входами и одним выходом. Поскольку дальнейшие рассуждения будут правильны для любого из выходов системы с несколькими выходами, то общность метода из-за сделанного предположения не теряется.

Далее предположим, что случайные величины x_i ($i = 1, 2, 3, \dots, n$), поступающие на входы системы, разложены на r_i взаимно независимых случайных составляющих x_{li} ($l = 1, 2, 3, \dots, r_i$), которые существуют соответственно с вероятностями p_{li} . Как показано в [2], дифференциальный закон распределения вероятностей $f_i(x_i)$ параметра x_i может быть тогда представлен в виде взвешенной по вероятностям суммы законов распределения $f_{li}(x_{li})$ отдельных составляющих x_{li} .

$$f_i(x_i) = \sum_{l_i=1}^{r_i} p_{l_i} \cdot f_{l_i}(x_{l_i}). \quad (1)$$

Обоснование формулы (1) следует непосредственно из закона сложения вероятностей.

При сделанных предположениях можно представить событие, когда на первый вход системы поступает составляющая x_{11} , имеющая дифференциальный закон распределения $f_{11}(x_{11})$, на второй вход поступает составляющая x_{12} и так далее, причем индексы l_i могут иметь любые значения от 1 до r_i . Тогда на основе закона умножения вероятностей можно сказать, что вероятность возникновения данного события

$$p_c = \prod_{i=1}^n p_{l_i}. \quad (2)$$

Рассматриваемая совокупность входных величин x_{1i} вызывает на выходе системы случайную величину y_c , имеющую закон распределения $f_c(y)$. Это событие может рассматриваться как модель одного из возможных состояний системы.

По аналогии с формулой (1), на основе закона сложения вероятностей можно написать выражение дифференциального закона распределения выходной величины y

$$f(y) = \sum_c p_c \cdot f_c(y) \quad (3)$$

и в этом смысле можно говорить о наложении вероятностных моделей. Поскольку закон сложения вероятностей справедлив также для нелинейных систем, метод пригоден и в этом случае.

Если в качестве составляющих законов распределения входных сигналов f_{1i} выбрать нормальные законы распределения, то можно пользоваться простыми методами для вычисления параметров распределения $f_c(y)$. Особенно упрощается задача, если функциональную зависимость $y = \psi(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n)$ линеаризовать около средних значений всех возможных комбинаций входных составляющих x_{1i} . Отметим, что ошибка от линеаризации будет тем меньше, чем меньше дисперсия входных сигналов. Как правило, при разложении закона распределения на нецентрализованные нормальные составляющие, дисперсии последних будут значительно меньше дисперсий исходного распределения [2].

Согласно закону сложения дисперсий, с учетом вышеизложенного, можно выразить закон распределения $f_c(y)$ для одной из составляющих случайной величины y следующим образом:

$$f_c(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial \psi(x_{1i})}{\partial x_{1i}} \right]^2 D_{1i}}} \cdot \exp - \frac{[y - \psi(x_{1i})]^2}{2 \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial \psi(x_{1i})}{\partial x_{1i}} \right]^2 D_{1i}}, \quad (4)$$

где D_{1i} — дисперсия случайной величины x_{1i} .

Тогда формула (3) на основе формул (2) и (4) может быть представлена следующим образом:

$$f(y) = \sum_{l_1=1}^{r_1} \sum_{l_2=1}^{r_2} \dots \sum_{l_1=1}^{r_1} \dots \sum_{l_n=1}^{r_n} \left(\prod_{i=1}^n p_{l_i} \right) \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial \psi(x_{1i})}{\partial x_{1i}} \right]^2 D_{1i}}} \times$$

$$\times \exp - \frac{|y - \psi(x_{1_i})|^2}{2 \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial \psi(x_{1_i})}{\partial x_{1_i}} \right]^2 D_{1_i}}. \quad (5)$$

Аналогично можно составить и формулу интегрального закона распределения:

$$F_y(y) = \int_{-\infty}^y f_y(y) = \sum_{l_1=1}^{r_1} \sum_{l_2=1}^{r_2} \dots \sum_{l_j=1}^{r_j} \dots \sum_{l_n=1}^{r_n} \left(\prod_{i=1}^n p_{l_i} \right) \times \left\{ \frac{1}{2} + \Phi \left[\frac{y - \psi(x_{1_i})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial \psi(x_{1_i})}{\partial x_{1_i}} \right]^2 D_{1_i}}} \right] \right\}, \quad (6)$$

где Φ — интеграл вероятности.

Наложение случайных функций

В случае, когда входными сигналами системы являются случайные функции времени, целесообразно исходить из описания случайных функций через автокорреляционные функции. Тогда случайная функция может быть представлена через случайные величины, рассматриваемые в разные моменты времени и коррелированные между собой. Проблема наложения случайных величин уже была рассмотрена. Однако следует отметить следующее: поскольку каждая реализация случайной функции должна оставаться в пределах одной составляющей разложения, а эти составляющие, как правило, нецентрализованы, то таким способом можно представить только неэнергодичные случайные функции.

Рассмотрим вопрос с количественной точки зрения. Исходим из случайной функции, автокорреляционная функция которой выражается следующим образом [3]:

$$k(t' - t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x x' \omega(x, x', t' - t) dx dx'. \quad (7)$$

Представим далее, что трехмерная случайная функция ω определяется зависимостью:

$$\omega = \sum_{l=1}^r p_l \cdot \omega_l(x - m_l, x' - m_l, t' - t), \quad (8)$$

где ω_1 — составляющие централизованные функции распределения,

p_1 — вероятности их существования.

Подставляя ω из формулы (8) в формулу (7), получим

$$k(t' - t) = \sum_{l=1}^r p_l \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x x' \omega_1(x - m_1, x' - m_1, t' - t) dx dx'. \quad (9)$$

Вводим в формулу (9) подстановки

$$x - m_1 = z_1, \quad (10)$$

$$x' - m_1 = z'_1. \quad (11)$$

Тогда

$$k(t - t') = \sum_{l=1}^r p_l \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [z_1 \cdot z'_1 + (z_1 + z'_1) m_1 + m_1^2] \times \\ \times \omega_1(z_1, z'_1, t - t') dz dz'. \quad (12)$$

Проинтегрировав формулу (12), получим окончательно

$$k(t - t') = \sum_{l=1}^r p_l [k_1(t' - t) + m_1^2], \quad (13)$$

где

$$k_1(t' - t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z_1 \cdot z'_1 \cdot \omega_1(z_1, z'_1, t' - t) dz dz' \quad (14)$$

являются автокорреляционными функциями отдельных составляющих.

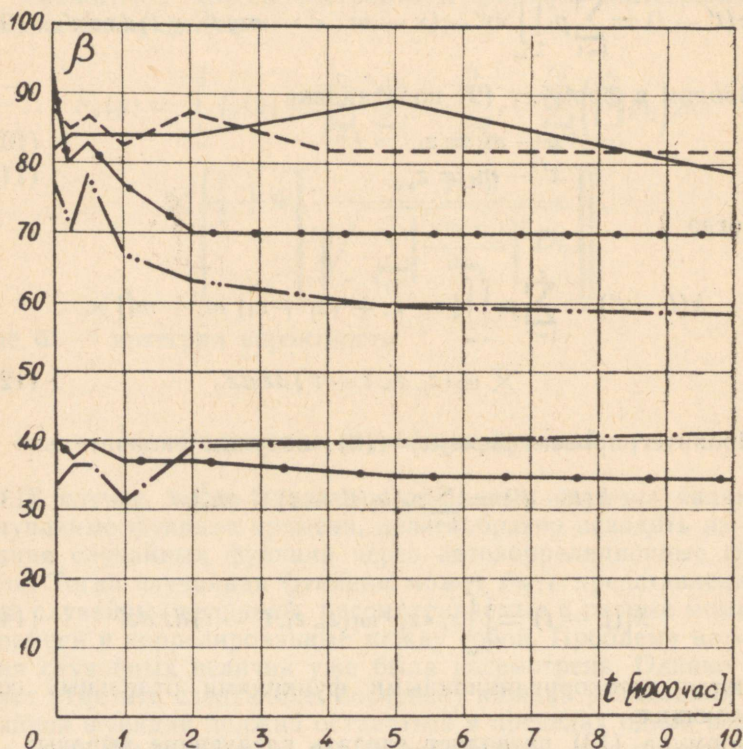
Формула (13) позволяет сделать следующие выводы: корреляционная функция результирующей случайной функции равняется взвешенной по вероятностям сумме централизованных корреляционных функций отдельных составляющих случайных функций, плюс взвешенная сумма квадратов средних значений этих функций.

Очевидно, что в виде разложения типа (13) можно представить только неэргодичные случайные функции, имеющие неубывающую часть корреляционной функции, равную

$$\lim_{(t'-t) \rightarrow \infty} k(t' - t) = \sum_{l=1}^r p_l m_1^2. \quad (15)$$

Разумеется, это ограничивает применение метода, однако во многих случаях, особенно при функциональном расчете надежности устройств, исходные случайные функции являют-

ся действительно неэргодичными, что позволяет использовать предлагаемую методику. Неэргодичность функций при расчетах надежности обусловлена тем, что помимо изменения параметров во времени существует еще их первоначальный разброс от изделия к изделию (фиг. 1) [4].



Фиг. 1. Реализации коэффициента усиления β для шести транзисторов

Учитывая изложенное ограничение, можно по аналогии с формулами (3) и (5) написать

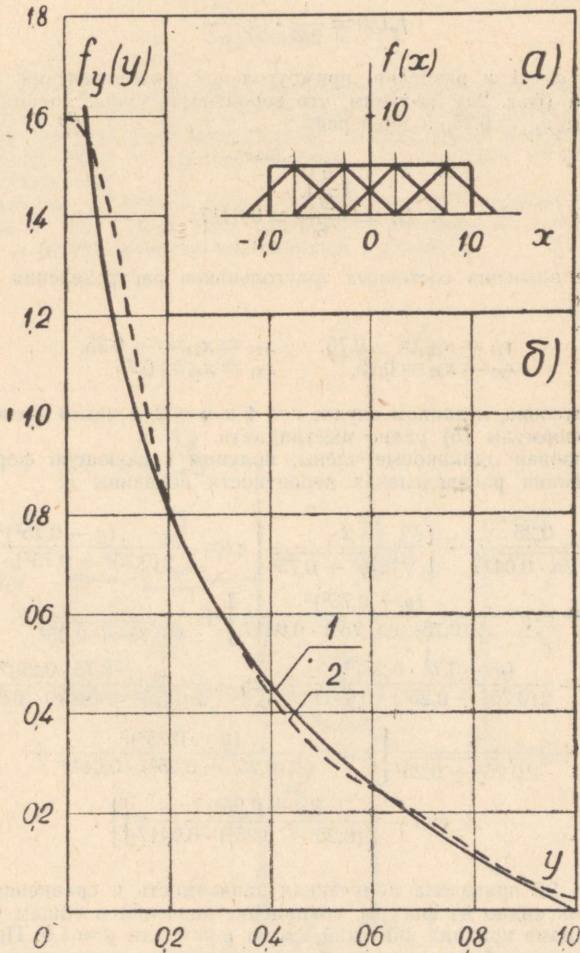
$$k_y(t-t') = \sum_{l_1=1}^{r_1} \sum_{l_2=1}^{r_2} \dots \sum_{l_i=1}^{r_i} \dots \sum_{l_n=1}^{r_n} \left(\prod_{i=1}^n p_{l_i} \right) \cdot W_{l_i}(k_{l_i} + m_{l_i}^2), \quad (16)$$

где k_y — корреляционная функция выходного сигнала системы y ,

W_{l_i} — оператор, преобразующий корреляционные функции отдельных составляющих входных сигналов в корреляционные функции составляющих выходного сигнала.

Пример 1

В качестве иллюстрации к использованию метода наложения вероятностных моделей рассмотрим определение дифференциального закона распределения вероятностей произведения двух равномерно распределенных случайных величин. Закон распределения вероятностей произведения имеет точное аналитическое выражение, что позволяет оценить точность метода.



Фиг. 2. а) Разложение равномерного закона распределения вероятностей на треугольные составляющие; б) дифференциальный закон распределения вероятностей величины y : 1 — теоретический, 2 — полученный по методу наложения

Исходим из выражения

$$y = x_1 \cdot x_2, \quad (1)$$

причем

$$f_{x_1}(x_1) = f_{x_2}(x_2) = \begin{cases} 0, & \text{если } |x_1| > a \\ \frac{1}{2a}, & \text{если } |x_2| < a \end{cases} \quad (2)$$

Тогда согласно [1, стр. 161]

$$f_y(y) = \frac{1}{2a^2} \cdot \ln \frac{a^2}{|y|}. \quad (3)$$

Приняв $a = 1$ и разделив прямоугольник распределения на четыре треугольника (фиг. 2а), получим, что вероятность существования каждого треугольника $p_{1i} = 0,25$, а дисперсия

$$D_{1i} = \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^2}{6} = 0,0417. \quad (4)$$

Средние значения составных треугольников распределения равны соответственно

$$\begin{aligned} x_{11} = x_{12} = -0,75, & \quad x_{21} = x_{22} = -0,25, \\ x_{31} = x_{32} = 0,25, & \quad x_{41} = x_{42} = 0,75. \end{aligned}$$

Следовательно, в данном случае $r = 4$ и $n = 2$, а число членов в двойной сумме формулы (5) равно шестнадцати.

Сгруппировав одинаковые члены, получим следующую формулу для расчета функции распределения вероятности величины y :

$$\begin{aligned} f_y(y) = & \frac{0,25}{\sqrt{2\pi \cdot 0,0417}} \cdot \left\{ \frac{2}{\sqrt{0,75^2 + 0,75^2}} \left[\exp - \frac{(y - 0,75^2)^2}{2(0,75^2 + 0,75^2) \cdot 0,0417} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \exp - \frac{(y + 0,75^2)^2}{2(0,75^2 + 0,75^2) \cdot 0,0417} \right] + \frac{4}{\sqrt{0,75^2 + 0,25^2}} \times \right. \\ & \times \left[\exp - \frac{(y - 0,75 \cdot 0,25)^2}{2(0,75^2 + 0,25^2) \cdot 0,0417} + \exp - \frac{(y + 0,75 \cdot 0,25)^2}{2(0,75^2 + 0,25^2) \cdot 0,0417} \right] + \\ & \left. + \frac{2}{\sqrt{0,25^2 + 0,25^2}} \left[\exp - \frac{(y - 0,25^2)^2}{2(0,25^2 + 0,25^2) \cdot 0,0417} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \exp - \frac{(y + 0,25^2)^2}{2(0,25^2 + 0,25^2) \cdot 0,0417} \right] \right\}. \quad (5) \end{aligned}$$

На фиг. 2б приведена полученная зависимость в сравнении с теоретической. Как видно из фигуры, совпадение значений в общем удовлетворительное, кроме крайних значений, когда $y \approx 0$ или $y \approx 1,0$. При необходимости можно выбрать отдельные составляющие разложения (фиг. 2а) таким образом, чтобы точность в этих областях была выше.

Представляет интерес оценка количества вычислений, требуемых для решения задачи методом статистических испытаний. На основании критерия Колмогорова [3] можно сказать, что число опытов обеспечивает с вероятностью $p(\lambda)$ выполнение неравенства

$$n \geq \left(\frac{\lambda}{\Delta}\right)^2, \quad (6)$$

где Δ — максимальная абсолютная ошибка интегрального закона. При $p(\lambda) = 0,01$, $\Delta = 2,0$ и $\Delta = 0,02$ (определено на основе интегрального закона распределения, полученного интегрированием закона 2 на фиг. 2б).

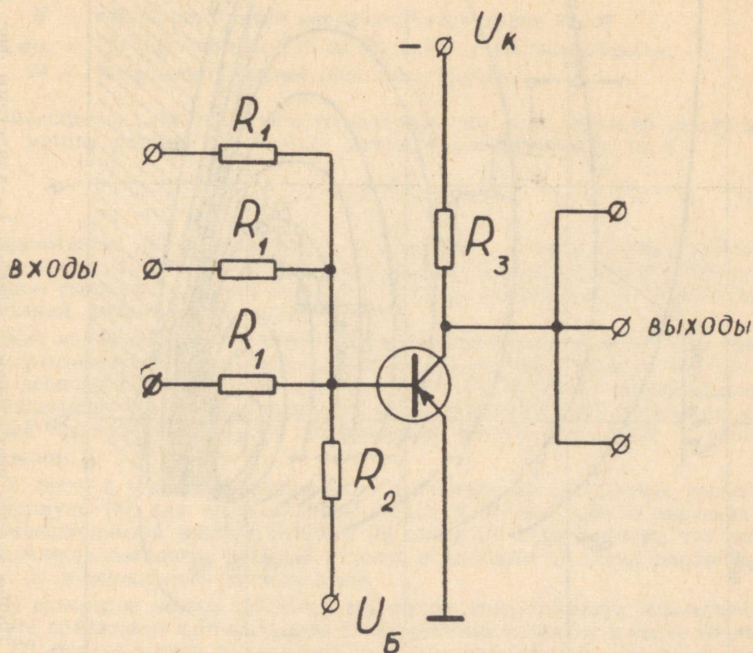
$$n \geq \left(\frac{2,0}{0,02}\right)^2 = 10\,000.$$

Преимущества формулы (5) в смысле трудоемкости очевидны.

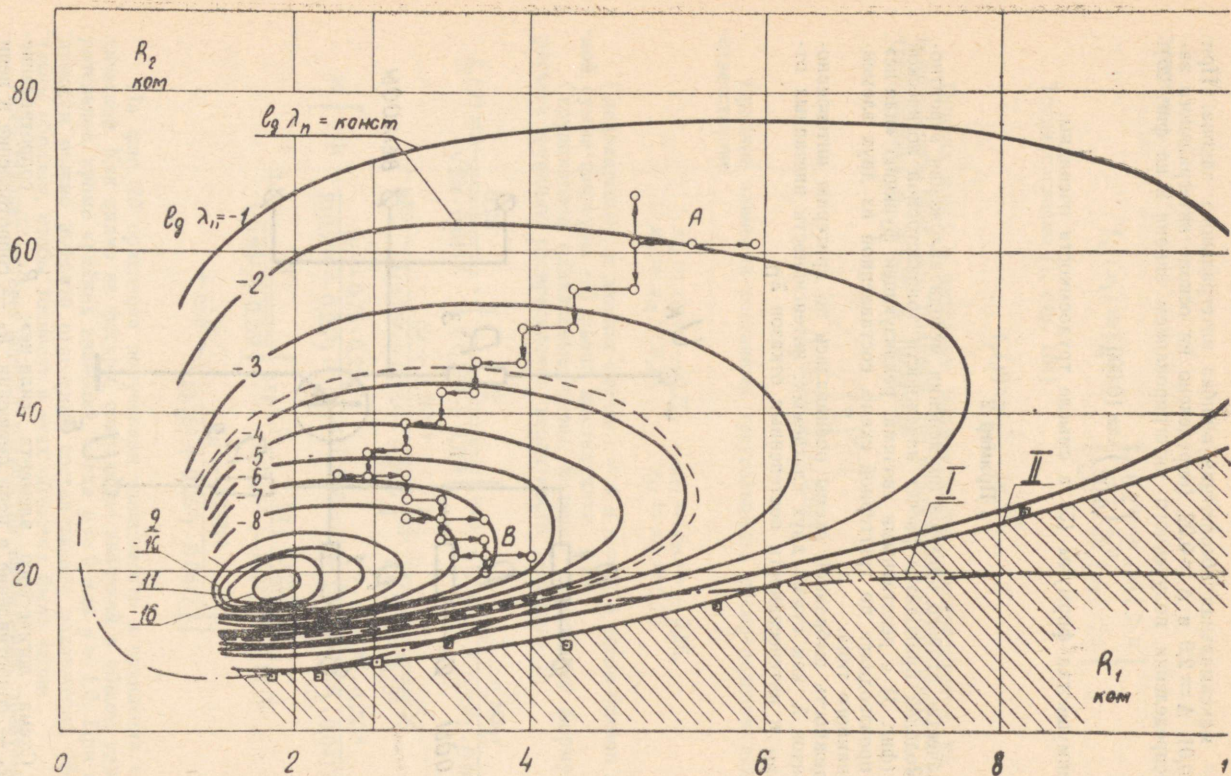
Пример 2

В качестве второго примера применения метода наложения вероятностных моделей приводится расчет надежности транзисторной логической ячейки (фиг. 3) с реостатными связями, реализующей функцию «или-не». Расчет производился по триггерной схеме, составленной из двух элементов названного типа.

Надежность выбранной схемы оценивалась по критерию интенсивности отказов λ , как сумма двух слагаемых: интенсивности внезапных отказов $\lambda_{ВН}$ и интенсивности постепенных отказов $\lambda_{П}$



Фиг. 3. Схема логического элемента «или-не»: R_1 — сопротивление связи, R_2 — сопротивление в цепи смещения, R_3 — сопротивление в цепи коллектора, U_K — напряжение питания цепи коллектора, U_B — напряжение питания цепи смещения



Фиг. 4. Линии равной интенсивности отказов λ_n для схемы фиг. 3 в плоскости $R_1 - R_2$. Траектория $A-B$ — траектория нахождения минимума для суммы $\lambda_{вн} + \lambda_n$. Внутри области, обведенной пунктиром, преобладает медленно меняющаяся составляющая $\lambda_{вн}$. I — экспериментальная граница нарушения условий работоспособности, II — расчетная граница нарушения условий работоспособности

$$\lambda = \lambda_{\text{ВН}} + \lambda_{\text{П}}. \quad (1)$$

При этом интенсивность внезапных отказов определялась на основе статистических данных об интенсивностях отказов элементов схемы с учетом их нагрузки, как сумма интенсивностей внезапных отказов всех Q элементов схемы

$$\lambda_{\text{ВН}} = \sum_{q=1}^Q \lambda_{\text{ВН} q}. \quad (2)$$

Интенсивность постепенных отказов определялась на основе спектрального метода расчета надежности [5] по следующей формуле:

$$\lambda_{\text{П}} = \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\partial \bar{\varphi}_m}{\partial \bar{x}_n} \right)^2 D_{x_n} \bar{f}_{\text{П} x_n}^2}{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\partial \bar{\varphi}_m}{\partial \bar{x}_n} \right)^2 D_{x_n}}} \cdot \exp - \frac{[\bar{\varphi}_m(\bar{x}_n)]^2}{2 \sum_{n=1}^N \left(\frac{\partial \bar{\varphi}_m}{\partial \bar{x}_n} \right)^2 D_{x_n}}, \quad (3)$$

где \bar{x}_n — среднее значение параметра x_n ,

$\bar{f}_{\text{П} x_n}$ — среднеквадратичная частота изменения параметра x_n ,

D_{x_n} — дисперсия параметра x_n ,

N — общее количество первичных параметров x_n ,

$\bar{\varphi}_m$ — среднее значение m -ой функции работоспособности,

M — количество условий работоспособности.

Функциями работоспособности являлись при этом, согласно спектральному методу расчета надежности, левые части неравенств типа

$$\varphi_m(x_1, x_2, \dots, x_n, \dots, x_N) > 0, \quad (4)$$

оговаривающие значения входных и выходных сигналов ячейки, времена фронтов и т. д. Для определения аргументов функций работоспособности методом скорейшего спуска решалась система нелинейных алгебраических уравнений, описывающих схему ячейки.

Как видно из фиг. 1, изменение параметров полупроводникового триода характеризуется явно неэргодичными случайными функциями, что и дало возможность осуществить разложение этих функций на нормальные составляющие. На три составляющие были разложены два параметра: обратный ток коллектора $I_{\text{КО}}$ и коэффициент усиления в схеме с общим эмиттером β .

В связи с этим необходимо было девятикратное повторение расчетов по формуле (3) для определения значения λ . Расчет одного значения λ на вычислительной машине БЭСМ-2 [6] занял от 4 до 5 минут, что дало возможность построить линии $\lambda = \text{const}$ в координатах двух параметров (фиг. 4) и осуществить оптимизацию.

В сравнение можно отметить, что метод статистических испытаний в расчете надежности при несколько более простых условиях в схеме по данным [7], будучи весьма трудоемким, позволил рассчитывать значения числа отказов только по семи комбинациям параметров, для выбора оптимального из них. В настоящем же примере, при значительно более сложных условиях, связанных с решением системы нелинейных уравнений, за относительно небольшое время были рассчитаны значения λ для 100 значений параметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. А. Лившиц, В. С. Пугачев. Вероятностный анализ систем автоматического управления. Изд. «Советское Радио», Москва, 1963.
2. К. А. Иыуду. О расчете конструктивной (схемной) надежности устройств с нелинейными характеристиками. Сборник докладов № 1 2-ой Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей. Изд. Ташкентского политехнического института, Ташкент, 1963.
3. Е. С. Вентцель. Теория вероятностей. Изд. «Наука», Москва, 1964.
4. Надежность полупроводниковых устройств, перевод с английского под общей редакцией А. А. Маслова. ИИЛ, Москва, 1963.
5. К. А. Иыуду. Спектральный метод расчета надежности. Научно-технический бюллетень Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, 1960, № 12.
6. Я. Р. Вайтмаа, И. В. Яковлев. Расчет надежности транзисторных логических ячеек на БЭСМ-2. Труды Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, № 256. Цифровые измерительные и управляющие устройства. Изд. «Энергия», Ленинград, 1965.
7. L. Hellerman, Trans. IRE, Reliability and Quality Control, 1962, v. 11, № 1, p. p. 9—18.

УДК 621.313.13.133.4.

Р. Рандма

ШАГОВЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПЕЧАТНЫМИ ОБМОТКАМИ И ДИНАМИКА ШАГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Общие положения

Шаговые (синхронно-импульсные) электродвигатели преобразовывают управляющий импульс, подаваемый на обмотки управления двигателя, в фиксированный угол поворота вала. В соответствии с этим они могут быть использованы в качестве исполнительных или преобразовательных элементов импульсных систем автоматического управления, а также в качестве электропривода механизмов с прерывным движением (счетчики, регистрирующие приборы, привод перфолент и т. д.).

По принципу действия шаговые электродвигатели могут быть рассмотрены как один из видов синхронных двигателей — эти двигатели осуществляют движение синхронно с поступающими импульсами управления. Основное различие по сравнению с синхронными двигателями состоит при этом в том, что перемещение ротора шагового двигателя обуславливается ступенчато перемещающейся в пространстве н. с., в результате чего движение шагового двигателя по сравнению с синхронным двигателем имеет значительно более сложный характер. Ступенчато перемещающаяся в пространстве н. с. создается системой переменных токов в виде прямоугольных импульсов, для получения которых используются специальные электронные схемы коммутации. Для получения достаточно малых шаговых перемещений применяются многополюсные магнитные системы, многофазные системы обмоток управления, размещение на одном валу или в одном статоре нескольких магнитных систем с отдельными обмотками и, наконец, принцип электрической редукиции, используемый в редукторных электродвигателях. Дополнительно по сравнению с синхронными двигателями выдвигается требование отсутствия интегральной ошибки — положение шагового двигателя должно соответствовать поданному числу импульсов.

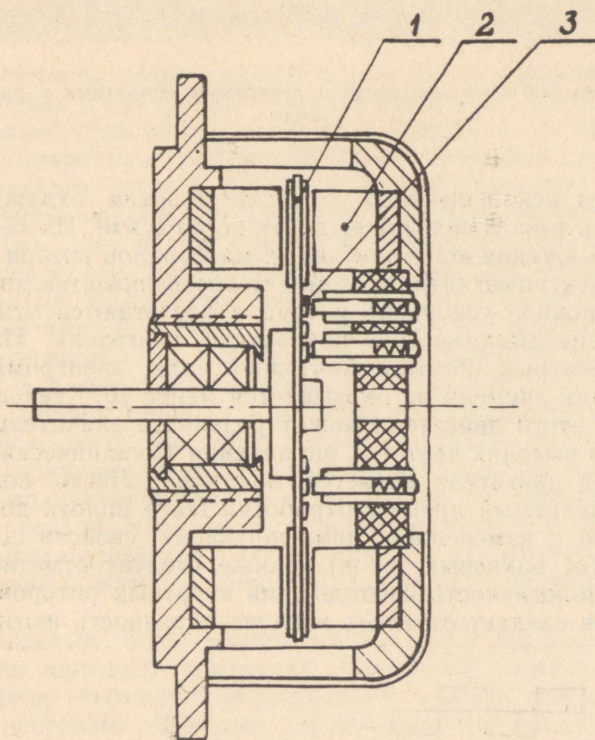
Технический прогресс в области импульсных систем автоматического управления привел к созданию большого количества конструктивно разнообразных типов шаговых электродвигателей. Наиболее простые из них — электромеханические — почти уже вышли из употребления. Электромагнитные шаговые электродвигатели, как и синхронные двигатели, могут быть выполнены как двигатели активного, так и реактивного типа. В первых из них используется активный компонент электромагнитного момента, создаваемый взаимодействием тока в обмотках управления с полем возбуждения, в реактивных двигателях момент создается током в обмотках управления во взаимодействии с собственным полем при наличии переменной магнитной проводимости воздушного зазора. Двигатели активного типа отличаются компактностью, малым весом, хорошим использованием конструктивных материалов и энергии поступающих импульсов управления, а также хорошей устойчивостью движения. Но эти двигатели не могут быть выполнены с малым значением углового перемещения, а следовательно, имеют относительно невысокие динамические показатели по частоте управления. Малые значения углового перемещения могут быть легко достигнуты у шаговых реактивных двигателей, особенно у двигателей редукторного типа; при этом надо иметь в виду, что по другим показателям эти двигатели уступают двигателям активного типа. Двигатели активного типа используют для привода механизмов со значительными значениями моментов нагрузки и инерции с использованием редукторов; двигатели реактивного типа подключаются непосредственно к механизмам с малыми моментами нагрузки и инерции. При необходимости применяются разные механические, гидравлические и другие усилители момента.

Шаговые электродвигатели с печатными обмотками

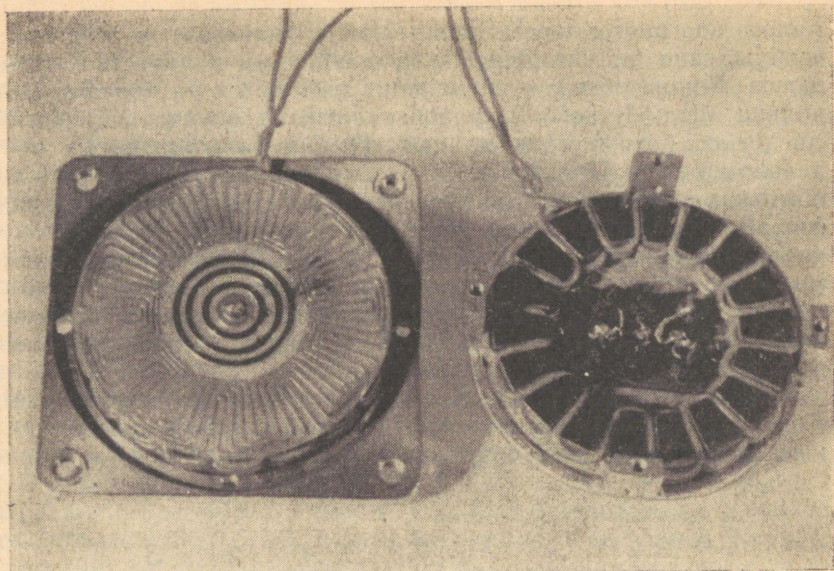
В Таллинском технологическом институте (бывш. НИСЭТИ) разработаны шаговые электродвигатели с печатными обмотками, впервые предложенные в СССР сотрудниками МЭИ [1, 2]. Эти машины относятся к двигателям активного типа; обмотки управления размещаются на дисковом роторе и выполнены печатным способом. На фиг. 1 приведена конструктивная схема указанного двигателя, на фиг. 2 вид одного из разработанных типов двигателя в разобранном виде. Дисковой ротор (фиг. 1, поз. 1) из изоляционного материала с обмотками управления (обычно 2 или 3 фазы) располагается в немагнитном зазоре между полюсами (поз. 2). Система возбуждения может быть электромагнитной или состоять из постоянных магнитов; для получения достаточно

малого шагового перемещения может применяться система возбуждения индукторного типа с большим количеством полюсов. Концы обмоток управления выводятся на контактные кольца (фиг. 1, поз. 3), напечатанные на внутренней части дискового ротора (как на фиг. 1) или расположенные отдельно на валу. Предпочтительный способ коммутации тока в обмотках управления двухфазного двигателя приведено на фиг. 3. Трехфазная обмотка управления дает более высокие динамические показатели, но требует более сложной схемы коммутации. При использовании большего числа обмоток управления заметно усложняется электронная схема коммутации при незначительном улучшении динамических показателей двигателя.

Основные отличительные особенности шаговых двигателей с печатными обмотками заключаются в следующем. Активные проводники обмоток управления, расположенные на дис-

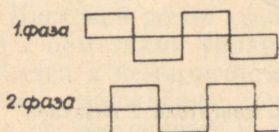


Фиг. 1. Конструктивная схема шагового двигателя с печатной обмоткой



Фиг. 2. Вид шагового двигателя с печатными обмотками в разобранном виде

ке, имеют исключительно хорошие условия охлаждения и плотность тока в них может дойти до 50 а/мм^2 . Из-за хорошего использования конструктивных материалов ротора для создания электромагнитного момента обеспечивается значительное возможное ускорение ротора и достигаются относительно высокие динамические показатели двигателя. Индуктивность печатных обмоток ничтожно мала, электромагнитная постоянная времени их оказывается менее 10^{-4} секунд. В результате этого двигатель может развивать значительный момент при высоких частотах управления (механическая характеристика двигателя является жесткой). Легко получается любой желаемый процесс отработки шага вплоть до апериодического с изменением демпфирующих свойств дискового ротора (от вихревых токов). Также следует отметить высокую технологичность изготовления печатных роторов. Из недостатков следует отметить нецелесообразность изготовления



Фиг. 3. Коммутация тока в обмотках двухфазного двигателя

двигателей на малые шаговые перемещения (менее 10°), а также малое напряжение питания двигателя (порядка 6 в).

Разработаны два типа шаговых электродвигателей с печатными обмотками — ШДП-1 и ШДП-5. Эти двигатели выполнены с двухфазными обмотками управления на шаговый угол 10° . ШДП-1 выполнен на максимальный статический момент 1800 Гсм, ШДП-5 — на 400 Гсм. Частота приемистости на холостом ходу соответственно равняется 290 гц и 400 гц, предельная частота на холостом ходу 2800 гц и 5700 гц, вес двигателей — 1200 Г и 340 Г. Двигатель типа ШДП-1 имеет отдельные контактные кольца, у ШДП-5 контактные кольца напечатаны на дисковой ротор; последний способ обладает некоторыми конструктивными преимуществами. Эти двигатели, хотя и являются первыми конструктивными разработками двигателей данного типа, являются вполне конкурентоспособными с имеющимися типами активных шаговых двигателей.

Вопросы расчета шаговых двигателей и электроприводов

Несмотря на общие черты в конструкции и принципе действия шаговых и синхронных электродвигателей, расчет первых значительно отличается даже по методике и по целям расчета от синхронных электродвигателей. Основной целью электромагнитного расчета шагового электродвигателя является определение кривой статического синхронизирующего момента $M(\varphi)$. Этот расчет приводится к двум задачам — к определению формы поля в основном зазоре двигателя и к расчету обмоток двигателей. Эти задачи, несмотря на сложность первой из них, не имеют специфических для шаговых двигателей особенностей и поэтому здесь подробнее не рассматриваются. Для шаговых двигателей с печатными обмотками, например, можно приводить поле к плоскопараллельному по среднему радиусу печатного дискового ротора, рассчитать его с использованием методов конформных отображений и разложить полученную кривую в ряд Фурье, определяя коэффициенты пространственных гармонических поля в зазоре. Дальнейшее при определении зависимости $M(\varphi)$ сводится к расчету печатной обмотки и принципиальных затруднений не вызывает.

Значительно более сложными являются вопросы расчета динамики шаговых двигателей и шаговых электроприводов. Требование отсутствия интегральной ошибки при обработке любых программ движения накладывает на движение шагового двигателя особые условия устойчивости. Эти условия устойчивости ведут к двум основным требованиям, предъявляемым к шаговым электроприводам. Условия устойчивости

на стационарных режимах привода накладывают определенные ограничения на параметры привода; условия устойчивости в нестационарных режимах определяют пределы частотного управления приводом. Обычно рассматриваются следующие виды частотных характеристик шагового электропривода:

1) частота приемистости, характеризующая способность привода как электромеханической системы запускаться без потери шагов (подаваемой информации) с неподвижного состояния;

2) частота торможения, характеризующая способность системы остановиться без прибавления ей ложной информации;

3) частота реверса, характеризующая способность системы изменить направление движения при правильной передаче подаваемой информации;

4) предельная частота, характеризующая способность привода следовать подаваемой информации при плавном повышении частоты управления.

Основная задача расчета динамики шагового электропривода состоит в определении пределов частотного управления при определенных значениях параметров системы. Основными параметрами системы являются форма кривой статического синхронизирующего момента $M(\varphi)$, суммарный момент инерции привода I и электрический угол шагового перемещения φ_z .

При исследовании движения шагового электропривода отдельными дифференциальными уравнениями описываются электрические переходные процессы в каждой обмотке управления и одним уравнением — движение электромеханической системы, движущий момент в которой создается каждой обмоткой управления. Поэтому шаговый электропривод с m -фазным шаговым двигателем представляет собой систему с $m+1$ степенью свободы. Пренебрегая электромагнитными переходными процессами в системе как относительно быстропротекающими, что является допустимым для шаговых двигателей активного типа (а в особенности для шаговых двигателей с печатными обмотками с исчезающей малой электромагнитной постоянной времени), движение системы можно описать одним дифференциальным уравнением. Исходя из принципов аналитической механики и принимая рассеивание энергии в системе на сухое трение (рассматриваемое в идеализированном виде), вязкое трение и нагрузку потенциального типа, можно писать дифференциальное уравнение автономных движений шагового электропривода в виде

$$\ddot{\varphi} + 2\delta\dot{\varphi} + \frac{pM_{\text{ТР}}}{J} \text{sign } \dot{\varphi} + v^2 K(\varphi) = \pm \frac{pM_{\text{Н}}}{J}, \quad (1)$$

где φ — электрический угол, $M_{\text{ТР}}$ — момент нагрузки типа сухого трения, $M_{\text{Н}}$ — момент нагрузки потенциального типа, p — число пар полюсов шагового двигателя,

$$\delta = \frac{D}{2I} \quad (2)$$

— декремент затухания колебаний, D — коэффициент вязкого демпфирования колебаний,

$$v = \sqrt{\frac{p}{I} \left[\frac{dM(\varphi)}{d\varphi} \right]_{\varphi=0}} \quad (3)$$

— инерционная постоянная системы (собственная частота колебаний при малой амплитуде и слабом затухании), $K(\varphi)$ — функция, характеризующая форму кривой $M(\varphi)$.

Уравнение (1) описывает затухающие нелинейные автономные колебания шагового электропривода. Для описания неавтономных движений привода в уравнение (1) необходимо ввести переменные коэффициенты, соответствующие переключениям обмоток, которые в общем случае являются непериодическими. Следовательно, даже после таких упрощений система описывается весьма сложным уравнением, допускающим лишь качественное исследование. Подходящим методом при этом является исследование энергетических соотношений в системе. Существующие методы малого параметра не могут быть использованы, так как отклонения системы φ являются во всех случаях большими.

Основные вопросы динамики шагового электропривода.

Движение шагового электропривода в стационарном режиме описывается уравнением (1) с введением периодических коэффициентов. При этом возникают колебания с собственной частотой по отношению к периодически ступенчато перемещающейся в пространстве точки устойчивого равновесия системы. В общем случае такое движение может быть непериодическим; из периодических режимов особое внимание заслуживают резонансные, которые возникают во всех случаях, когда собственная частота системы, зависящая от амплитуды колебаний и частота управления имеют общий делитель. При основном резонансе, когда эти частоты равны, возникают колебания с наибольшей амплитудой. Этот режим и является критическим в отношении устойчивости при-

вода. При нарушении устойчивости наблюдается «сбой» привода — пропуск нескольких шагов. Для сохранения устойчивости каждый шаговый электродвигатель должен обладать затуханием колебаний от рассеивания энергии на сухое и вязкое трение. Для определения минимальных для обеспечения достаточного затухания коэффициента демпфирования и момента трения исходим из уравнения энергетического равновесия

$$W_{ZM} = W_{TP} + W_D, \quad (4)$$

где W_{ZM} — максимально возможный прирост потенциальной энергии за шаговое перемещение, определяемый величиной шагового перемещения φ_Z и формой кривой $M(\varphi)$; W_{TP} и W_D — рассеивание энергии соответственно на сухое и вязкое трение за цикл колебаний.

Исходя из этих предположений, можно вывести уравнения минимально необходимого для обеспечения устойчивости при резонансных режимах момента трения. Эти уравнения имеют вид

$$\mu_{TP} = \frac{M_{TP}}{M_m} \geq A - \sqrt{B + C\beta}, \quad (5)$$

где относительное демпфирование при предположении, что $M(\varphi)$ является синусоидой (практически при расчете по первой гармонической действительности кривой $M(\varphi)$)

$$\beta = \frac{\delta}{\nu} = \frac{D}{2\sqrt{pIM_m}}. \quad (6)$$

Для двухфазных двигателей $A = 1,500$; $B = 1,778$; $C = 6,93$, а для трехфазных $A = 1,658$; $B = 2,412$; $C = 8,15$. Без учета вязкого трения в первом случае $\mu_{TP} \geq 0,165$, во втором случае $\mu_{TP} \geq 0,105$, то есть у трехфазных двигателей запас устойчивости больше. При учете одного вязкого трения соответственно $\beta \geq 0,068$ и $\beta \geq 0,041$.

При переходных режимах способность шагового двигателя обрабатывать программу определяется пределами частотного управления. Пределы частотного управления в основном определяются механической инерционностью системы, так как при изменении частоты управления требуется ускорение или замедление системы. При изменении частоты управления мгновенный угол рассогласования между ступенчато перемещающейся в пространстве н. с. шагового двигателя и положением системы начинает расти. Когда угол рассогласования превышает предельно допустимое по условиям сохранения устойчивости отклонение, наблюдается сбой двигателя — он потеряет несколько шагов или остановится, что является недо-

пустимым для системы без обратной связи и служит критерием определения пределов частотного управления привода.

Несмотря на то, что прямое определение пределов частотного управления привода из уравнения нестационарного движения привода окажется невозможным, для системы могут быть записаны энергетические соотношения, из которых можно вывести условия для предельных по устойчивости путей перевода системы на другие режимы работы. Предыдущее состояние электромеханической системы (хотя бы приближенно) считается при этом стационарным.

Наиболее наглядно и точно можно сформулировать соответствующие энергетические соотношения при торможении привода. Уравнение энергетического равновесия при учете всех факторов, принятых при составлении уравнения (1),

$$W_f = W_M - \Delta W_y + W_{TP} + W_D \mp W_H, \quad (7)$$

где W_f — уменьшение кинетической энергии системы, W_M — максимальная возможная потенциальная энергия системы при сохранении устойчивости, W_H — работа потенциального момента, ΔW_y — дефицит энергии от периодического переключения обмоток управления, определяемый нагрузочными свойствами двигателя. Исходное состояние системы характеризуется довольно высокой средней скоростью вращения и кинетической энергией по уравнению (1)

$$W_f = \frac{f^2 \varphi_z^2}{2}. \quad (8)$$

При внезапном прекращении подачи импульсов управления система будет совершать автономное движение по уравнению (1). Таким образом, расчет частоты торможения привода превращается в задачу расчета движения сильно нелинейной системы при больших отклонениях. Из (7) и (8) получим

$$f_{\text{торм}} = \frac{1}{\varphi_z} \sqrt{2(W_M - \Delta W_y + W_{TP} + W_D \mp W_H)}. \quad (9)$$

При пуске шагового двигателя, если заменить точное рассмотрение процесса на его энергетическое представление, задача может быть решена аналогично торможению привода. Физическая сущность явления состоит в том, что используя наличный запас потенциальной (электромагнитной) энергии, система разгоняется на определенную среднюю скорость с кинетической энергией по (8). Аналогично (9) получим для частоты приемистости

$$f_{\text{пр}} = \frac{1}{\varphi_z} \sqrt{2(W_M - \Delta W_n - W_{\text{ТР}} - W_D \pm W_H)}, \quad (10)$$

где ΔW_n — пусковой дефицит энергии, определяемый пусковым моментом двигателя. Под влиянием потерь и нагрузки $f_{\text{пр}}$ уменьшается, а $f_{\text{торм}}$ увеличивается.

При энергетическом рассмотрении процесса реверса исходим из того, что реверс также осуществляется наличным запасом элеткромагнитной энергии, но влияние работы моментов сухого и вязкого трения практически компенсируется, так как реверс состоит из последующих пуска и торможения. Учитывая, что изменение кинетической энергии при реверсе в 4 раза больше, чем при пуске, получим для частоты реверса

$$f_{\text{рев}} = \frac{1}{\varphi_z} \sqrt{\frac{1}{2}(W_M - \Delta W_n \pm W_H)}. \quad (11)$$

С определенной нагрузки $M_{\text{ТР}}$ $f_{\text{рев}}$ становится равной $f_{\text{пр}}$, так как условия пуска после заторможения по формуле (11) окажутся невыполненными.

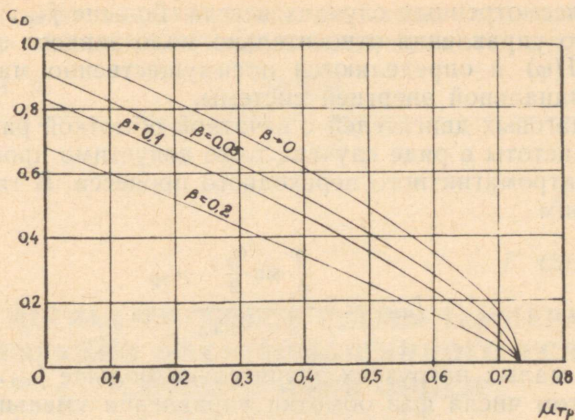
Представляя $M(\varphi)$ в виде синусоиды, с использованием вышеприведенных принципов, могут быть выведены следующие расчетные формулы для частот приемистости, реверса и торможения:

$$f_{\text{пр}} = \frac{\sqrt{2}v}{\varphi_z} \times \sqrt{2\sqrt{1 - \mu_{\text{ТР}}^2} - 1 + \cos \frac{\varphi_z}{2} - \mu_{\text{ТР}}(\pi - 2\arcsin \mu_{\text{ТР}}) - 8\beta C_D + \frac{2\beta v}{\varphi_z} \arcsin \mu_{\text{ТР}}}; \quad (12)$$

$$f_{\text{рев}} = \frac{v}{\sqrt{2}\varphi_z} \sqrt{2\sqrt{1 - \mu_{\text{ТР}}^2} - 1 + \cos \frac{\varphi_z}{2}}; \quad (13)$$

$$f_{\text{торм}} = \frac{\sqrt{2}v}{\varphi_z} \sqrt{2\sqrt{1 - \mu_{\text{ТР}}^2} - 1 + \frac{2}{\varphi_z} \sin \frac{\varphi_z}{2} + \mu_{\text{ТР}}\pi + 8\beta + \frac{2\beta v}{\varphi_z} \arcsin \mu_{\text{ТР}}}. \quad (14)$$

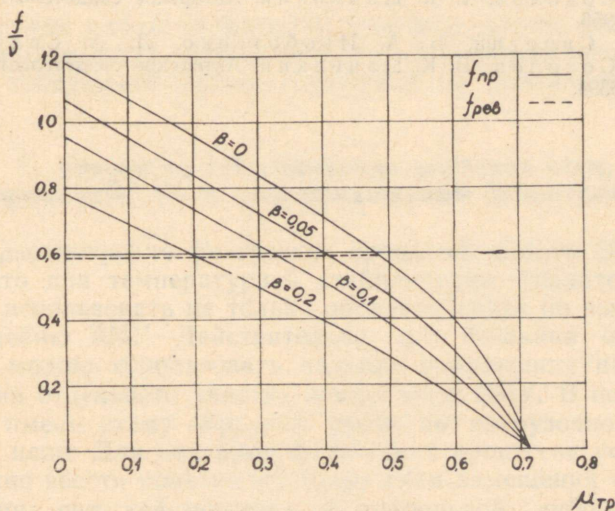
Эти формулы выведены без учета маловероятной для шаговых приводов потенциальной нагрузки. Для синусоидальной кривой $M(\varphi)$ имеем



Фиг. 4. Расчетная зависимость $C_D = f(\mu_{TP}, \beta)$

$$v = \sqrt{\frac{\rho M_m}{I}} \quad (15)$$

Коэффициент C_D является сложной функцией от μ_{TP} и β и приведен на фиг. 4. Зависимость $\frac{f}{v} = f(\mu_{TP}, \beta)$ при $\varphi_z = \frac{\pi}{2}$ (двухфазный двигатель) для $f_{пр}$ и $f_{рев}$ занесены на фиг. 5;



Фиг. 5. Пределы частотного управления шаговым электроприводом (расчетные кривые)

$f_{\text{торм}}$ в рассмотренных случаях всегда больше $f_{\text{пр}}$. Пределы частотного управления относительно мало зависят от формы кривой $M(\varphi)$ и определяются преимущественно максимальной потенциальной энергией системы.

Для шаговых двигателей с печатной обмоткой расчет предельной частоты в ряде случаев тоже допустимо провести без учета электромагнитного переходного процесса. В таком случае получим

$$f_{\text{макс}} = v \frac{\frac{2}{\Phi_z} \sin \frac{\Phi_z}{2} - \mu_{\text{ТР}}}{2\beta\Phi_z}; \quad (16)$$

$f_{\text{макс}}$ при малых нагрузках значительно больше $f_{\text{пр}}$.

С ростом числа фаз обмотки управления уменьшается Φ_z и увеличиваются пределы частотного управления, однако, соответствующие скорости увеличиваются лишь незначительно и одновременно уменьшается динамическая точность привода.

Экспериментальная проверка полученных зависимостей показала хорошее соответствие расчетных и опытных данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Сиротин, Б. А. Ивоботенко, Л. А. Садовский, Н. Г. Соколов, В. К. Цаценкин. Авторское свидетельство СССР № 130956.
2. А. А. Сиротин, Б. А. Ивоботенко, Л. А. Садовский, Н. Г. Соколов, В. К. Цаценкин. Авторское свидетельство СССР № 126394.

УДК 621.375.6

Г. Самолевский

О ПАРАМЕТРАХ МОСТОВОЙ СХЕМЫ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПОПЕРЕЧНЫМ ПОЛЕМ

Введение

В процессе работы ЭМУ с поперечным полем (амплитудина) при повторно-кратковременном режиме происходит изменение сопротивления цепей ЭМУ вследствие нагрева и наблюдается температурная неустойчивость его характеристик.

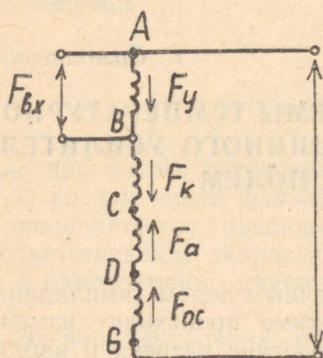
С целью температурной стабилизации ЭМУ автором исследовались схемы, содержащие намагничивающие обратные связи по выходному напряжению усилителя [2]. Наряду с положительными качествами подобные схемы обладают недостатком, выражающимся в снижении быстродействия усилителя.

В данной работе ставится задача исследовать новый способ температурной стабилизации электромашинного усилителя с поперечным полем, свободный от указанного недостатка.

1. Уточнение классификации мостовых схем, применительно к электромашинным усилителям

Из рассмотрения физических процессов работы ЭМУ следует, что для температурной стабилизации усилителя возможно использовать не только обратные связи по выходному напряжению ЭМУ. Действительно, для создания обратных связей можно использовать падение напряжения на сопротивлении отдельного участка любой цепи ЭМУ. В последнем случае имеем схему обратной связи по нагрузочному току данной цепи. Для описания физических процессов усилителя возможно ввести понятие мостовых схем замещения магнитодвижущих сил, действующих по продольной, либо по поперечной оси ЭМУ определенным образом — для создания температурно-устойчивого режима ЭМУ.

Классическое понятие мостовой схемы определено в теории электрических измерений, а исследованию мостовых схем посвящена обширная литература. Вообще говоря, под понятием мостовой схемы имеется в виду четырехполюсник, на вход которого подается стороннее напряжение $U_{вх}$, а на выходе снимается напряжение сравнения $U_{вых}$.



Фиг. 1. Мостовая схема замещения м. д. с. амплитудина

Исходя из общего определения, применительно к электромашинным усилителям, на фиг. 1 представлена мостовая схема замещения м. д. с. амплитудина, действующих по его продольной оси, при наличии обратной связи по нагрузочному току I_{24} .

Здесь: $F_{вх}$ и $F_{вых}$ — входная и выходная м. д. с. по продольной оси;

$F_{у}$, $F_{ос}$, $F_{к}$, $F_{а}$ — магнитодвижущие силы обмоток управления, обратной связи, компенсационной и реакции якоря.

Точки A , B , C , D , G характеризуют электромагнитную связь в данной схеме; стрелками указаны направления магнитодвижущих сил по продольной оси, которые должны быть соблюдены для создания мостовой схемы.

Из анализа схемы замещения можно сделать следующие заключения:

- а) Для создания мостовой схемы температурной стабилизации ЭМУ обратная связь должна быть отрицательной.
- б) В случае, если введена отрицательная обратная связь по току I_{24} , следует для сохранения заданного статизма системы изменять степень компенсации амплитудина, по сравнению с его обычным значением.

- в) Для обеспечения возбуждения второго каскада ЭМУ мостовая схема *м.д.с.* должна быть неуравновешенной, т. е. должно быть соблюдено условие $F_{\text{вых}} > 0$:

$$F_y \neq F_{\text{ос}}; \quad F_k \neq F_a. \quad (1)$$

2. Параметры мостовой схемы температурной стабилизации амплитуды в статическом режиме ($F_y = \text{const}$)

К мостовой схеме температурной стабилизации ЭМУ с поперечным полем предъявляются следующие требования:

- Обеспечение постоянства нагрузочной *м.д.с.* амплитуды $F_n = I_{24} \cdot \omega_n$, при заданной *м.д.с.* управления F_y и изменении сопротивления цепей ЭМУ и нагрузки в повторно-кратковременном режиме работы усилителя.
- Обеспечение максимального быстродействия усилителя.
- Обеспечение устойчивой работы как в статических ($F_y = \text{const}$), так и динамических ($F_y \neq \text{const}$) режимах.

Для определения параметров мостовой схемы, удовлетворяющих поставленным требованиям, запишем выражения для результирующих *м.д.с.* по продольной и поперечной оси амплитуды:

$$F_d = 2\omega_y I_y + 2\omega_k I_{24} - 2\omega_a I_{24} - 2\omega_{kl} I_{13} - 2\omega_{\text{ос}} I_{\text{ос}}, \quad (2)$$

$$F_a = 2\omega_a I_{13}. \quad (3)$$

Здесь, дополнительно к принятым ранее обозначениям, введены следующие:

$I_y, I_{13}, I_{24}, I_{\text{ос}}$ — токи в обмотках управления, цепях 1—3, 2—4 и О—С.

$\omega_n, \omega_y, \omega_a, \omega_{\text{ос}}, \omega_k, \omega_{kl}$ — количество витков (на полюс) задающей обмотки, обмоток якоря, обратной связи, компенсационной и реакции коммутационных токов первой ступени.

Для схемы обратной связи по току I_{24} :

$$I_{\text{ос}} = \frac{I_{24} \cdot n \cdot r_{24}}{r_{\text{ос}}}, \quad (4)$$

где $0 < n < 1 \dots$

В частном случае целесообразно использовать падение напряжения на компенсационной обмотке.

Тогда

$$I_{oc} = \frac{I_{24} \cdot r_k}{r_{oc}}, \quad (5)$$

где $r_{oc} \gg r_k$.

Здесь r_k — сопротивление компенсационной обмотки, r_{oc} и r_{24} — сопротивления цепей обратной связи и щеток 2—4.

С учетом того, что э.д.с. цепей щеток 1—3 и 2—4 выражаются соответственно

$$E_{13} = \frac{c}{a'} F_d, \quad (6)$$

$$E_{24} = \frac{c}{a'} F_q, \quad (7),$$

получим выражение статической характеристики нагрузочной м.д.с. в виде:

$$F_n = kF_y,$$

где $F_y = I_y \omega_y$,

$$K = \frac{\left(2 \frac{c}{a'}\right)^2 \omega_n \omega_a}{r_{24} \left(r_{13} + 2 \frac{c}{a'} \omega_{k1}\right) - \left(2 \frac{c}{a'}\right)^2 \left(\omega_a^2 \varepsilon - \omega_{oc} \omega_a \frac{r_k}{r_{oc}}\right)}. \quad (8)$$

Здесь K — коэффициент усиления м.д.с.; $\varepsilon = \frac{\omega_k - \omega_a}{\omega_a}$;

c, a' — коэффициенты пропорциональности между э.д.с. и потоком; м.д.с. и потоком — соответственно.

Анализ знаменателя выражения (8) показывает, что при введении отрицательной обратной связи следует применить настройку компенсационной обмотки, не используемой в обычном режиме усилителя: усилитель должен быть с помощью компенсационной обмотки перекомпенсирован, т. е. в этом случае $\varepsilon > 0$. Для того, чтобы предотвратить самовозбуждение ЭМУ и обеспечить его работу с заданной степенью статизма, следует ввести размагничивающую м.д.с. по нагрузочному току.

Подобная схема обеспечивает температурную стабилизацию ЭМУ: при нагреве усилителя и нагрузки увеличиваются сопротивления r_{24}, r_{13} и r_k . Вместе с тем увеличивается сопротивление r_{oc} . Последнее обстоятельство уменьшает размагничивающее действие обмотки ОС и тем самым обеспечивается температурная стабилизация выходной м.д.с. F_n при заданном значении м.д.с. управления F_y .

Интенсивность уменьшения размагничивающего действия ОС зависит от динамики изменения сопротивления r_{oc} . В цепи ОС следует применять добавочные сопротивления с большим положительным температурным коэффициентом α .

В принципе возможно для температурной стабилизации использовать и недокомпенсированный усилитель: в этом случае $\varepsilon < 0$, а для обеспечения заданной степени статизма необходимо ввести намагничивающую обратную связь.

Намагничивающее действие ОС в процессе нагрева может быть увеличено включением в цепь ОС термисторов. Действие положительной обратной связи с термисторами рассмотрено автором в [2]. Ввиду того, что в подобных случаях мостовая схема *м.д.с.* не образуется, этот вид обратной связи в последующем изложении не рассматривается.

Рассмотрим далее параметры мостовой схемы амплитудина.

Для обеспечения устойчивости работы ЭМУ в статическом режиме, при $F_y = \text{const}$ должно быть удовлетворено следующее условие:

$$r_{24} \left(r_{13} + 2 \frac{c}{a'} \omega_{k1} \right) - \left(2 \frac{c}{a'} \right)^2 \left(\omega_a^2 \varepsilon - \omega_{oc} \omega_a \frac{r_k}{r_{oc}} \right) = 0. \quad (9)$$

Параметры цепи ОС выражаются следующим образом:

$$\frac{\omega_{oc}}{r_{oc}} = \frac{\left(2 \frac{c}{a'} \right)^2 \omega_a^2 \varepsilon - r_{24} \left(r_{13} + 2 \frac{c}{a'} \omega_{k1} \right)}{\left(2 \frac{c}{a'} \right)^2 \omega_a r_k}. \quad (10)$$

Из выражения (10) следует, что создание устойчивой мостовой схемы *м.д.с.* возможно лишь до определенной степени перекомпенсации, которая определяется из числителя данного выражения (10):

$$\left(2 \frac{c}{a'} \right)^2 \omega_a^2 \varepsilon - r_{13} r_{24} - 2 \frac{c}{a'} r_{24} \omega_{k1} = 0. \quad (11)$$

Следовательно, искомая предельная степень перекомпенсации будет:

$$\varepsilon = \frac{r_{13} r_{24} + 2 \frac{c}{a'} r_{24} \omega_{k1}}{\left(2 \frac{c}{a'} \right)^2 \omega_a^2}. \quad (12)$$

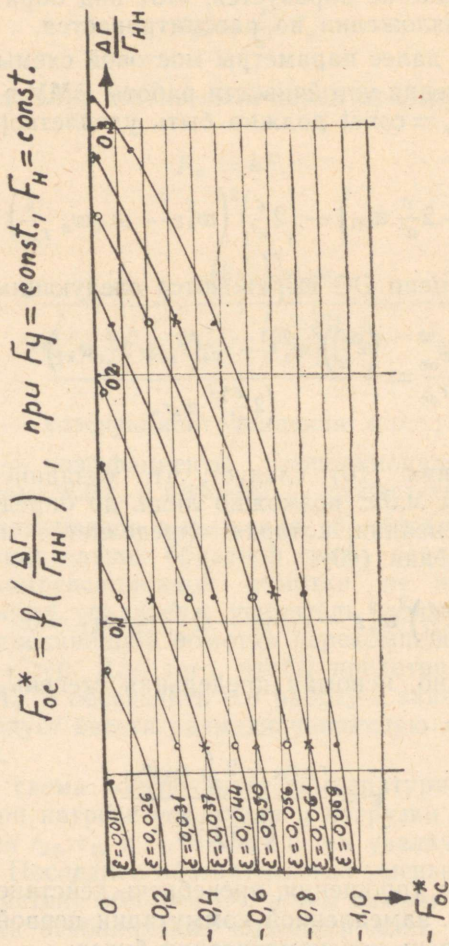
Если же, для упрощения, пренебречь действием размагничивающей *м.д.с.* замедленной коммутации первой ступени, то предельная степень перекомпенсации будет:

$$\varepsilon = \frac{r_{13} r_{24}}{\left(2 \frac{c}{a'}\right)^2 \omega_a^2} \quad (13)$$

Отсюда находится необходимое количество витков компенсационной обмотки

$$\omega_k = \frac{r_{13} \cdot r_{24}}{\left(2 \frac{c}{a'}\right)^2 \omega_a} + \omega_a \quad (14)$$

Последнее выражение можно представить в виде:



Фиг. 2. Характеристики зависимости м. д. с. отрицательной обратной связи от приращения сопротивления цепи нагрузки

$$\omega_k = \frac{H}{\omega_a} + \omega_a. \quad (15)$$

$$H = \frac{r_{13} \cdot r_{24}}{\left(2 \frac{c}{a'}\right)^2}. \quad (16)$$

Параметр H меняется в зависимости от температуры цепей 1—3 и 2—4. При определении числа витков компенсационной обмотки следует исходить из максимальной температуры этих цепей.

Таким образом

$$\omega_k = H_{\max} \frac{1}{\omega_a} + \omega_a. \quad (17)$$

Работа перекомпенсированного ЭМУ с отрицательной обратной связью по току I_{24} в статическом режиме исследовалась экспериментально. Был применен амплитудин ЭМУ — 12 А.

Были сняты статические характеристики зависимостей *м. д. с.* нагрузки F_n и *м. д. с.* отрицательной обратной связи — F_{oc} от приращения сопротивления цепи нагрузки Δr_n , при нескольких постоянных значениях *м. д. с.* управления F_y и различных значениях степени перекомпенсации ε .

На фиг. 2 в качестве примера приводится в относительных единицах семейство кривых — $F_{oc}^* = f\left(\frac{\Delta r}{r_{нн}}\right)$, для перекомпенсированного ЭМУ со степенью перекомпенсации в пределах от $\varepsilon = +0,069$ до $\varepsilon = +0,011$ при номинальных и неизменных значениях *м. д. с.* управления F_{yn} и *м. д. с.* нагрузки $F_{нн}$. Здесь под относительным значением *м. д. с.* отрицательной обратной связи принято отношение — $F_{oc}^* = -\frac{F_{oc}}{F_{ocн}}$, где — $F_{ocн}$ номинальное значение *м. д. с.* отрицательной обратной связи, необходимой для настройки номинального режима усилителя при максимальном значении степени перекомпенсации; $r_{нн}$ — номинальное значение сопротивления цепи нагрузки.

3. Динамический режим ($F_y \cong \text{const}$) мостовой схемы *м. д. с.* с отрицательной обратной связью по току I_{24}

Рассмотрим динамический режим, когда $F_y \cong \text{const}$, в предложении, что параметры обмоток обратной связи и компенсационной выбраны по условиям, представленным в выражениях (10) ... (17).

В общем случае в динамическом режиме температура цепей мостовой схемы может различаться, а также изменяться в течение рассматриваемого цикла времени. Здесь вводится допущение, что каждый из рассматриваемых циклов динамического режима происходит при постоянных (однако отличающихся друг от друга) значениях температуры, т. о. и сопротивление цепей усилителя.

Принимаются также допущения, что мостовая схема построена на базе ненасыщенной и симметричной магнитной системы, а полезный поток и потоки рассеяния меняются по одинаковому закону, и индуктивности цепей неизменны. Действиями коммутационных токов пренебрегаем.

Исходные уравнения переходного процесса записываются в операторной форме в следующем виде:

$$\left[1 + \left(T_y - \frac{k_{24}}{k_k} T_{24} + T_{oc} + \frac{k_{oc}}{k_{13}} T_{13}\right)p\right] \Phi_{13} - (k_{24} - k_{oc}) \Phi_{24} + \left(\frac{k_{24}}{k_n} - \frac{k_{oc}}{k_n}\right) T_n p \Phi_n = \frac{k_y U_y}{C}. \quad (17)$$

$$k_{13} \Phi_{13} - (1 + T_{13} p) \Phi_{24} = 0. \quad (18)$$

$$\frac{k_{ан}}{k_k} T_{24} p \Phi_{13} + k_{ан} \Phi_{24} - \left(1 + \frac{k_{ан}}{k_n} T_n p\right) \Phi_n = 0. \quad (19)$$

В уравнениях (17) ... (19) приняты следующие обозначения:

$k_y, k_{24}, k_k, k_n, k_{ан}, k_{oc}, k_{13}$ — коэффициенты и постоянные времени цепей управления, 2—4 — нагрузки, обратной связи 1—3 — соответственно.

Решение системы уравнений (17) ... (19) дает следующее выражение переходного процесса усилителя:

$$E_{24}(p) = c \Phi_{24}(p) = \frac{b_0 p + b_1}{a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3} U_y. \quad (20)$$

Коэффициенты имеют значение:

$$b_0 = \frac{k_y k_{13} k_{ан}}{k_n} T_n \quad (21)$$

$$b_1 = k_y k_{13} \quad (22)$$

$$a_0 = \frac{k_{ан}}{k_n} T_{13} T_n \left(T_y - \frac{k_{24}}{k_k} T_{24} + T_{oc} + \frac{k_{oc}}{k_{13}} T_{13} + \frac{k_{24} - k_{oc}}{k_{ан}} T_{24} \right) \quad (23)$$

$$a_1 = T_{13} \left(T_y - \frac{k_{24}}{k_R} T_{24} + T_{oc} + \frac{k_{oc}}{k_{13}} T_{13} \right) + T_H \left[\frac{k_{ан}}{k_H} T_y - \frac{k_{oc} k_{ан}}{k_H k_R} T_{24} + \frac{k_{ан}}{k_H} T_{oc} + \left(\frac{k_{ан}}{k_H} + \frac{k_{oc} k_{ан}}{k_{13} k_H} \right) T_{13} \right]. \quad (24)$$

$$a_2 = T_y + T_{oc} + \left(1 + \frac{k_{oc}}{k_{13}} \right) T_{13} - \frac{k_{24}}{k_R} T_{24} + \frac{k_{ан}}{k_H} T_H. \quad (25)$$

$$a_3 = 1 - k_{13} (k_{24} - k_{oc}). \quad (26)$$

Для сокращения записи введем следующие обозначения:

$$T_1 = T_y + T_{oc} + \frac{k_{oc}}{k_{13}} T_{13}, \quad (27)$$

$$T_2' = \left(\frac{k_{24}}{k_R} - \frac{k_{24} - k_{oc}}{k_{ан}} \right) T_{24}, \quad (28)$$

$$T_2'' = \frac{k_{24}}{k_R} T_{24}, \quad (29)$$

$$T_2''' = \frac{k_{oc}}{k_R} T_{24}. \quad (30)$$

Выразим условия устойчивости данной системы третьего порядка, согласно критерию Гурвица.

Анализ выражений (23) ... (26) показывает, что условия $a_0 > 0$, $a_1 > 0$ и $a_2 > 0$ будут удовлетворены, если будет соблюдаться следующая зависимость:

$$T_1 > T_2'; \quad T_1 > T_2''; \quad T_1 > T_2'''. \quad (31)$$

Коэффициент a_3 будет положителен, если параметры обмотки ОС будут соответствовать условию (10).

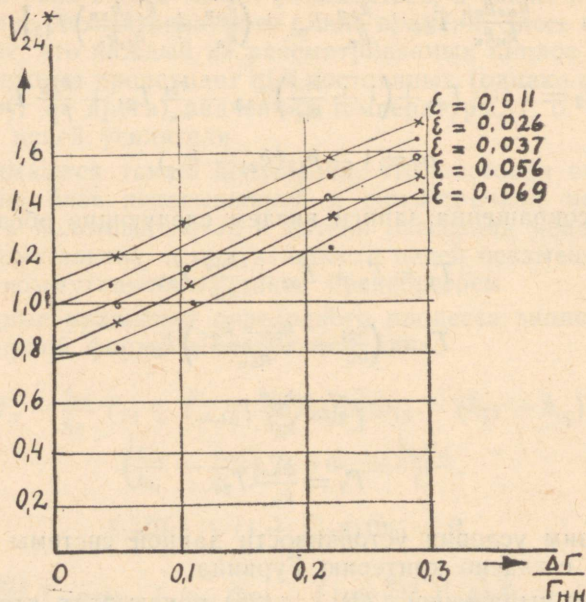
Необходимо иметь в виду, что обычно в эксплуатационных режимах для создания обратной связи используется одна из обмоток управления ЭМУ. Таким образом ω_{oc} , ω_a и ϵ являются заданными величинами и для удовлетворения условия $a_3 > 0$ требуется лишь соответствующее увеличение r_{oc} при нагреве усилителя и нагрузки.

Условие $a_1 a_2 > a_0 a_3$ будет удовлетворено, если во всем диапазоне изменение температуры усилителя и нагрузки дополнительно к зависимостям (31) будет соблюдаться следующее:

$$K_{24} - K_{oc} > 0. \quad (32)$$

Динамический режим работы и быстродействие усилителя при наличии мостовой схемы *м. д. с.* и отрицательной обратной связи по току I_{24} были исследованы экспериментально.

$$V_{24}^* = f\left(\frac{\Delta r}{r_{нн}}\right), \text{ при } F_y \neq \text{const.}$$



Фиг. 3. Характеристики зависимости относительной скорости нарастания напряжения амплитуды от приращения сопротивления цепи нагрузки

Осциллографировался переходный процесс напряжения U_{24} и тока I_{oc} при различных значениях сопротивления нагрузки $r_{нн}$ и м. д. с. обмотки управления $F_y \neq \text{const.}$

На фиг. 3 в качестве примера приводятся в относительных единицах данные обработки осциллограмм для номинальной м. д. с. управления F_{yn} и нескольких значений ξ перекомпенсированного усилителя: $V_{24}^* = f\left(\frac{\Delta r}{r_{нн}}\right)$. Здесь под относительной скоростью нарастания напряжения амплитуды V_{24}^* принято отношение $V_{24}^* = \frac{dU_{24}}{dU_{24н}}$, где $\frac{dU_{24н}}{dt}$ — скорость нарастания напряжения амплитуды при номинальном сопротивлении нагрузки, номинальной м. д. с. управления и номинальной степени компенсации; $\frac{dU_{24}}{dt}$ — скорость нарастания напряжения амплитуды в исследуемом режиме.

Выводы

1. При теоретическом анализе методов температурной стабилизации электромашинных усилителей является целесообразным расширить классификацию мостовых схем, распространяя ее на системы *м. д. с.* ЭМУ.

2. Эффективным способом температурной стабилизации ЭМУ с поперечным полем является создание мостовой схемы *м. д. с.* по продольной оси, путем введения отрицательной обратной связи по току I_{24} перекомпенсированного усилителя. Целесообразно применять предельную степень перекомпенсации по виткам ω_k , допустимую с точки зрения устойчивости работы ЭМУ.

В цепи ОС необходимо применять в последовательном соединении дополнительные сопротивления, имеющие большие положительные температурные коэффициенты α по сравнению с α медного провода (Fe, Ni).

3. Динамический режим ЭМУ с мостовой схемой *м. д. с.* по продольной оси является устойчивым, а быстродействие усилителя увеличивается.

Скорость нарастания напряжения на выходе возрастает, по сравнению с таковой при обычной настройке, в 1,3 ... 1,5 раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. К. Самолевский. Нелинейные элементы в цепях электромашинного усилителя продольного поля. Труды ТПИ, серия А, № 174, 1960.
2. Г. К. Самолевский. Температурная стабилизация электромашинного усилителя с поперечным полем. Труды ТПИ, серия А, № 213, 1964.
3. Ф. А. Горяинов. Электромашинные усилители. ГЭИ, 1962.

УДК 621.316.53.001.5

В. Лойгом

СВОЙСТВА КОНТАКТОРА МКР-0-58

Реверсивный контактор МКР-0-58 предназначен для управления трехфазных асинхронных двигателей.

Технические данные контактора МКР-0-58 приведены ниже.

1. Допустимая частота включения (число включений в час)	300
2. Продолжительность включения	40%
3. Число силовых контактов	12
4. Номинальный ток силовых контактов при напряжении 220 в.	5 а
5. Номинальный ток силовых контактов при напряжении 380 в.	2,5 а
6. Число вспомогательных контактов	8
7. Материал контактов	серебро СР 999
8. Число катушек	2
9. Номинальное напряжение катушек при переменном токе	220 или 380 в
10. Номинальное напряжение катушки при постоянном токе	24 в
11. Допустимое отклонение напряжения питающей катушки	-15...+5%
12. Класс изоляции катушки	А
13. Рабочее положение контактора	вертикальное

Контактор отличается от других серий тем, что тяговую катушку можно питать или переменным или постоянным током.

Выпускается модификация контактора, катушку которого можно питать от сети переменного тока напряжением 220 в или от сети постоянного тока напряжением 24 в.

Контакторы этой модификации используются главным образом в схемах котельной автоматики.

Благодаря малой потребляемой мощности тяговой катушки (около 4 вт на постоянном токе) имеется возможность включения катушки прямо на выход электронного регулирующего устройства. С другой стороны, этот же контактор используется в системе ручного управления на переменном токе.

Работа по определению магнитных и электромеханических свойств контактора была начата по инициативе завода «Ильмарине», которому были необходимы данные для дальнейшей модернизации контактора. Работа выполнена на кафедре электрификации промышленности ТПИ в 1964 году.

Проводились исследования магнитной системы, статических тяговых характеристик, характеристик сил противодействия, характеристик срабатывания и возврата.

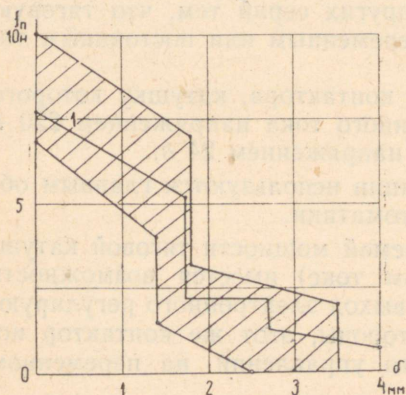
1. Электромагнитные свойства контактора

Было установлено что максимальная индукция (при минимальном воздушном зазоре и при номинальном напряжении) составляет 0,8 тл при питании катушек постоянным током и 0,9 тл при питании катушек переменным током. При величине воздушного зазора 1 мм и меньше имеет место насыщение сердечника. Так как материал сердечника Э-310 насыщается при индукции 1,1—1,3 тл, можно предполагать, что к чрезмерно быстрому насыщению способствуют боковые крепежные детали пакета, изготовленные из материала с худшими магнитными свойствами. На магнитные свойства может влиять также механическая обработка и последующий отжиг.

Индукция в воздушном зазоре соответствует оптимальному для данной магнитной системы [1, 2].

2. Противодействующие силы контактной системы

Исследование противодействующих сил пружин в зависимости от величины воздушного зазора производилось на пяти контакторах серийного изготовления.



Фиг. 1. Характеристики противодействующих сил. 1 — расчетная характеристика

Результаты измерения приведены на фиг. 1. Для сопоставления приведена расчетная характеристика противодействующих сил.

Величина противодействующих сил колеблется в пределах $\pm 20-30\%$ от расчетной, а начальные противодействующие силы от 0,2—2 н.

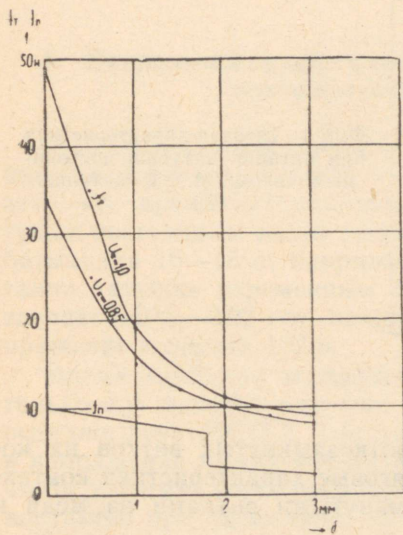
Видно, что замыкание контактов производится при величине воздушного зазора 1,4—1,8 мм. Максимальная величина воздушного зазора колеблется в пределах 2,5—3,5 мм.

Из вышеуказанного следует, что жесткость противодействующих и возвратных пружин изменяется в слишком широком диапазоне. Вследствие этого контактные усилия у различных контакторов не равны. Это может способствовать чрезмерному износу контактов отдельных контакторов.

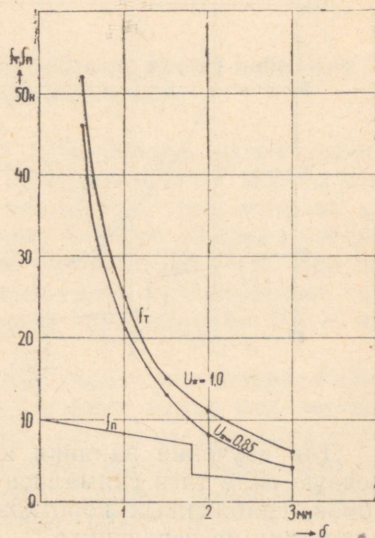
3. Тяговые характеристики магнитной системы

Тяговые характеристики магнитной системы снимались при питании катушки переменным и постоянным током при нескольких значениях питающего напряжения.

Результаты измерения приведены на фигурах 2 и 3. Для сравнения приведены характеристики противодействующих сил.



Фиг. 2. Тяговые характеристики при питании катушки переменным током



Фиг. 3. Тяговые характеристики при питании катушки постоянным током

Начальная сила тяги при питании катушки переменным током колеблется в зависимости от питающего напряжения в пределах 7—15 н и даже при питающем напряжении

$$U = 0,85U_H = 176 \text{ в}$$

превышает силу противодействия в 3,5 раза.

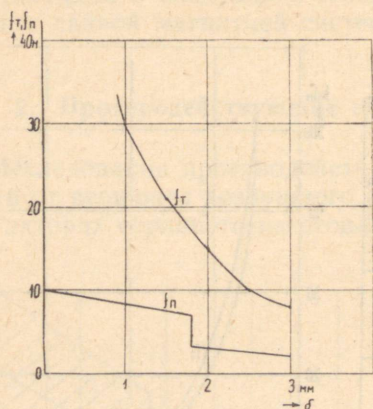
Эта характеристика вполне удовлетворяет требованиям.

Другая картина получается при питании катушки постоянным током. Начальная сила тяги при напряжении

$$U = 0,85U_H = 20,4 \text{ в}$$

имеет значение только 4 н и превышает силу противодействия только в 2 раза. Если напряжение сети понизится больше 15%, контактор может не срабатывать.

Чтобы исключить возможный отказ в отработке управляющего сигнала, следовало бы увеличить начальную силу тяги до 7—8 н. Для этого необходимо увеличить магнитодвижущую силу катушки до 880 а. При этом начальная сила тяги будет 8 н, а конечная 127 н (фиг. 4). В этом случае сила тяги превышает силу противодействия в 4 раза.

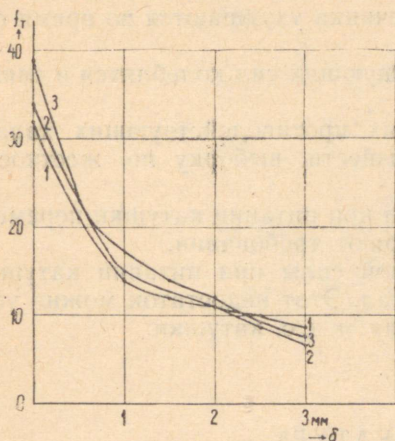


Фиг. 4. Тяговая характеристика при питании катушки постоянным током. М. д. с. катушки 880 а.

Для изучения влияния короткозамкнутых витков на конечную силу тяги снимались тяговые характеристики контакторов, снабженных короткозамкнутыми витками из меди и алюминия на сердечнике.

Для сравнения была снята также тяговая характеристика выпускаемого контактора, у которого установлены два мед-

ных короткозамкнутых витка, один на якоре, другой на сердечнике.



Фиг. 5. Тяговые характеристики контакторов с различными короткозамкнутыми витками:

1 — к. з. виток из алюминия на сердечнике, 2 — к. з. виток из меди на якоре и сердечнике, 3 — к. з. виток из меди на сердечнике

Характеристики приведены на фиг. 5. Конечная сила тяги мало зависит от материала и количества короткозамкнутых витков и имеется возможность заменить два медных короткозамкнутых витка одним алюминиевым, который расположен на сердечнике контактора.

4. Напряжение и время срабатывания, время вибрации контактов при срабатывании

Для определения времени и напряжения срабатывания был проведен ряд опытов. По данным опытов можно сказать, что время срабатывания контактора при питании катушки постоянным током составляет 0,06 сек, напряжение срабатывания 16—18 в; напряжение возврата 0,8—1 в. При питании катушки переменным током время срабатывания составляет 0,015—0,02 сек, напряжение срабатывания 160 в, напряжение возврата 112 в.

Время вибрации контактов при включении определялось только при питании катушки постоянным током при помощи осциллографа МПО-2. Ток в цепи контактов при включении и напряжение между контактами выбирались таким образом, чтобы избежать возникновения дуги. Среднее время вибрации контактов при включении составляет 0,004 сек.

Выводы

1. Подтверждается общеизвестное положение, что магнитные свойства материала сердечника ухудшаются во время обработки.

2. Величины противодействующих сил колеблются в слишком большом диапазоне.

Для получения одинаковых противодействующих характеристик следовало бы произвести выборку по жесткости пружин.

3. Тяговые характеристики при питании катушки переменным током вполне удовлетворяют требованиям.

4. Запас начальной тяговой силы при питании катушки постоянным током слишком мал. Этот недостаток можно устранить при помощи увеличения м. д. с. катушки.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Балагуров и др. Проектирование электрических аппаратов авиационного оборудования. Оборонгиз, 1962.
2. Ф. А. Ступель. Электромеханические реле. Изд. Харьковского университета, 1956.

Таллинская Центральная
городская библиотека
им. Н. В. Гоголя

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ СБОРНИК СТАТЕЙ V

Таллинский политехнический институт

Редактор Г. Вяльмяэ
Технический редактор Я. Мыттус

Сдано в набор 5/IX 1966. Подписано к печати 20/XI 1967. Бумага 60×90 ¹/₁₆. Печатаемых листов 7,5. Учетно-издательских листов 6,0. Тираж 500. МВ-10302. Заказ № 6572. Типография им. Х. Хейдеманна, Тарту, ул. Юликооли 17/19. I.

Цена 40 коп.

T06
T162
252

TÜ RAAMATUKOGU



1 0300 00993629 7