

ИСТОЧНИКИ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ МОЩНОСТИ НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЛАЗЕРОВ

В устройствах для измерения нестабильности мощности непрерывного излучения CO_2 -лазеров возможно использование тепловых преобразователей. Основное их преимущество в том, что они не требуют охлаждения и позволяют производить непрерывные измерения в течение 6—8 ч. Низкая чувствительность не является в данном случае недостатком, поскольку уровни излучаемой CO_2 -лазерами мощности значительны. Однако из-за инерционности использование таких преобразователей возможно лишь в узком частотном диапазоне измеряемой нестабильности. Его можно несколько расширить, если преобразователь изготовить в виде микропроволочной решетки [1] и использовать корректирующие звенья [2]. Однако низкая помехоустойчивость последних может затруднить использование

в схемах измерительных устройств механических ослабителей из-за вызываемых ими помех.

В работе сделаны оценки возможных погрешностей, обусловленных инерционностью звеньев, а также модуляцией пучка излучения механическим ослабителем.

Структурная схема устройства для измерения нестабильности

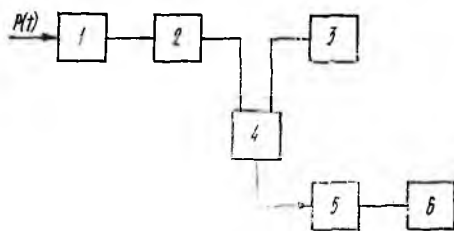


Рис. 1

мощности [1] представлена на рис. 1. Излучение лазера через механический ослабитель 1 поступает на первичный преобразователь 2. Его выходной сигнал, пропорциональный текущему значению мощности, и образцовое напряжение источника 3 сравниваются устройством 4. Разностный сигнал, пропорциональный нестабильности мощности, через усилитель 5 поступает на регистрирующее (анализирующее) устройство 6.

Рассмотрим реакцию схемы на изменяющийся во времени (нестабильный) уровень мощности, модулированный механическим

ослабителем. Введем некоторые упрощения. Будем считать, что сигнал нестабильности имеет форму синусоиды, а ослабитель осуществляет модуляцию пучка излучения прямоугольными импульсами, т.е.

$P(t) = [P_0 + P_n \sin(\omega_n t)] f(t)$ (1), где P_0 — средний уровень мощности; P_n , ω_n — амплитуда и круговая частота нестабильности мощности; $f(t)$ — модуляционная функция механического ослабителя,

$$f(t) = \begin{cases} 1, & nT_n < t < nT_n + \tau_n; \\ 0, & (nT_n + \tau_n) < t < (n+1)T_n, \quad n = 0, 1, 2, \dots; \end{cases}$$

T_n , τ_n — период и длительность импульсов модуляции; усилительные звенья и сравнивающее устройство — безынерционные; тепловой преобразователь — инерционное звено первого порядка, его передаточная функция [2]: $\beta(p) = \beta_0 / (1 + \tau p)$, в которой β_0 , τ — коэффициент преобразования и постоянная времени; p — оператор интегрального преобразования Лапласа-Карсона; регистрирующее устройство, например самопишущий прибор с магнитоэлектрическим механизмом, — инерционное звено второго порядка, его передаточная функция [3] $\Phi(p) = S / (T^2 p^2 + 2\zeta T p + 1)$. Здесь S , T , ζ — чувствительность, постоянная времени и показатель успокоения соответственно.

Эту задачу можно разбить на три частные: определение реакции схемы на скачкообразное включение постоянного уровня мощности P_0 , на гармоническую составляющую и на импульсно-модулированный изменяющийся уровень мощности. Первую задачу рассматривать не будем, в связи с тем что нас интересует область больших времен, значительно больших постоянной времени самого инерционного звена — теплового преобразователя.

При решении второй задачи положим $f(t) = 1$ (импульсная модуляция отсутствует). Представив (1) в операторной форме $P(p) = P_0 + P_n \omega_n / (\omega_n^2 + p^2)$ и используя известные правила, для схемы рис. 1 запишем отклонение пера регистратора $\alpha(t)$ в операторной форме

$$\alpha(p) = [P(p)\beta(p)aK_1 - U_0K_2]K_3\Phi(p), \quad (2)$$

где a , K_1 , K_2 , K_3 — коэффициенты передачи ослабителя мощности, сравнивающего устройства по его входам и усилителя сигнала нестабильности соответственно; U_0 — напряжение образцового источника. Применяя к (2) обратное преобразование, для квазистационарного режима имеем

$$\alpha(t) = (P_0 B_1 - U_0 B_2) + P_n B_1 A \sin(\omega_n t - \varphi). \quad (3)$$

Здесь

$$\begin{aligned} B_1 &= \beta_0 a K_1 K_3 S; \quad B_2 = K_2 K_3 S; \\ \varphi &= \arcsin \{ A [2\zeta T \omega_n + \tau \omega_n (1 - T^2 \omega_n^2)] \}; \\ A &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_n \tau)^2}} \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_n^2 T^2)^2 + (2\zeta \omega_n T)^2}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Уравнение (3) связывает отклонение пера регистратора с параметрами всех звеньев измерительной цепи. Его первое слагаемое характеризует стационарный режим устройства, второе — квазистационарный. Входящий в него коэффициент A учитывает частотные свойства теплового преобразователя (первый сомножитель выражения (4)) и регистрирующего устройства (второй сомножитель). Если задаться погрешностью ϵ , то частота, на которой выходной сигнал уменьшится на эту же величину:

$$F = \frac{1}{2\pi\tau} \sqrt{\frac{1}{(1-\epsilon)^2} - 1}. \quad (5)$$

Оценка по формуле (5) показывает, что частотный диапазон устройств на основе тепловых преобразователей составляет десятые и даже сотые доли герца. Например, при $\epsilon = 0,05$ и $\tau = 0,5$ с получаем $F_n = 0,05$ Гц. Расширить его, как уже отмечалось, можно включением в схему корректирующих звеньев.

Другой источник частотной погрешности — регистратор. Принимая результирующую частотную погрешность цепи первичный преобразователь — регистратор равной ϵ_p и исходя из того, что $(1 - \epsilon_p) = (1 - \epsilon)(1 - \epsilon_{py})$ (ϵ_{py} — частотная погрешность регистрирующего устройства), из (4) находим область значений T/T_n (T_n — период сигнала нестабильности мощности), при которых суммарная частотная погрешность не превысит допустимую величину ϵ_p :

$$\frac{T}{T_n} \leq \frac{1}{2\pi} \sqrt{-g + \sqrt{-g + \left(\frac{1-\epsilon}{1-\epsilon_p}\right)^2 - 1}} \quad (6), \quad g = 2\zeta^2 - 1.$$

Оценка по формуле (6) показывает, что погрешность, обусловленная инерционностью регистратора, будет малой, если период собственных колебаний его механизма в несколько десятков раз меньше периода сигнала нестабильности. Так, при $\zeta = 0,95$ для получения $\epsilon_{py} = 3\%$ необходимо обеспечить $T/T_n \approx 0,025 - 0,03$. При $T_n \geq 1$ с это условие выполнено, потому что ряд регистраторов имеет частотный диапазон до нескольких десятков герц (Н320-1 до 20 Гц, Н327-1 до 100 Гц).

Изучим погрешности, вызываемые механическим ослабителем. Для этого решим третью сформулированную задачу: рассмотрим реакцию первичного преобразователя на уровень мощности, изменяющийся согласно (1). Используя известные соотношения [4], запишем эту зависимость в изображениях Лапласа-Карсона:

$$P(p) = P_0 Q(p) + P_n G(p),$$

где

$$Q(p) = \frac{1 - e^{-pT_n}}{1 - e^{-pT_n}}; \quad G(p) = p \sum_{n=0}^{\infty} \int_{nT_n}^{(n+1)T_n} e^{-pt} \sin(\omega_n t) dt.$$

Тогда получим относительное значение выходного сигнала системы

ослабитель — первичный преобразователь: $U(p) = U_-(p) + U_~(p)$ (7).
Здесь $U_-(p) = Q(p)/(1 + p\tau)$; $U_~(p) = G(p)/(1 + p\tau)$.

Функция $U_-(p)$ — изображение реакции инерционного преобразователя на импульсно-модулированный поток мощности постоянного уровня, $U_~(p)$ — изображение его реакции на импульсно-модулированную гармоническую составляющую. Их оригиналы определяем, применяя теорему о вычетах [4]. Оригинал функции $U_-(p)$

$$U_-(t) = \frac{\tau_n}{T_n} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{u}{k} \sin\left(k\pi \frac{\tau_n}{T_n}\right) \times \\ \times [\sin(k\omega_n t + \psi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \psi], \quad (8)$$

где

$$u = 1/\sqrt{1 + (k\omega_n\tau)^2}; \quad \psi = 2k\pi \left(1 - \frac{\tau_n}{2T_n}\right) + \arcsin u.$$

Первое слагаемое выражения (8) описывает постоянную составляющую, сумма — пульсацию выходного сигнала первичного преобразователя δU , обусловленную импульсной модуляцией луча лазера. Результаты вычисления пульсации при $t \gg \tau$, нормированной к отношению τ_n/T_n , даны на рис. 2. Ее амплитуда уменьшается с ростом τ/T_n , но остается существенной даже при больших его значениях, например, при $\tau/T_n = 60$ $\delta U = 1\%$, что затрудняет измерения, особенно при использовании корректирующих звеньев, повышающих быстродействие схем с инерционными преобразователями. В этом случае чувствительность измерительной цепи к помехам возрастает на столько, на сколько повышается быстродействие [2]. Ослабляет действие помехи включенный в схему измерительного устройства подавляющий фильтр.

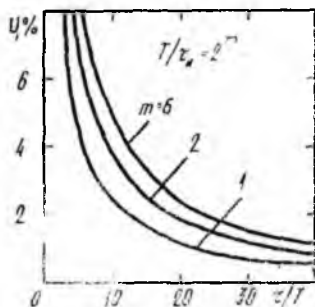


Рис. 2

Для упрощения вычисления оригинала функции $U_~(p)$ считаем, что первичный преобразователь безинерционный. Тогда формула, описывающая выходной сигнал преобразователя, совпадает с функцией (1), а выражение (8) при $\tau = 0$ является разложением в ряд Фурье функции $f(t)$. Учитывая это, находим

$$U_~(t) = \frac{P(t)}{P_0} \left[\frac{\tau_n}{T_n} + \frac{2}{\pi} \times \right. \\ \left. \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin\left(k\pi \frac{\tau_n}{T_n}\right) \cos(k\omega_n t + \varphi) \right], \quad (9)$$

где

$$\varphi = 2k\pi \left(1 - \tau_n/2T_n\right).$$

Вычисления по формуле (9) показали, что частота огибающей выходного сигнала первичного преобразователя равна разности

частот модуляции и сигнала измеряемой нестабильности, т. е. проявляется стробоскопический эффект. Он может сильно затруднить измерения или сделать их невозможными из-за искажений, возникающих в результате трансформации в рабочую область частот флюктуаций мощности, лежащих вне ее. Одним из источников такой помехи бывает пульсация мощности, обусловленная пульсацией напряжения источника накачки лазера. Оба вида помех наблюдали экспериментально. При постоянной времени термоэлектрического преобразователя 1 с и периоде импульсной модуляции 0,011 с амплитуда пульсации, обусловленной импульсной модуляцией излучения CO_2 -лазеров, составила примерно 0,5 %. Включение в схему корректирующего звена с коэффициентом коррекции 10 повысило ее на порядок и вызвало сильные искажения измеряемого сигнала. Для подавления пульсации потребовалось включение в схему фильтра с коэффициентом ослабления 40 дБ на декаду.

В эксперименте по наблюдению стробоскопической помехи использовался He—Ne-лазер с изменением уровня мощности в пределах $\pm 10\%$ из-за пульсации напряжения накачки лазера. Излучение поступало через механический ослабитель на фотопреобразователь. Его выходной сигнал наблюдался с помощью осциллографа. Огибающая импульсной последовательности по форме повторяла пульсацию и имела разностную частоту 5 Гц (частота пульсации — 100 Гц, модуляции — 95 Гц). При изменении частоты модуляции соответственно изменялась частота огибающей выходного сигнала фотопреобразователя. В эксперименте с термоэлектрическим преобразователем наблюдалась не импульсная последовательность, а ее огибающая, поскольку он обладает интегрирующим свойством.

Таким образом, инерционность микропроволочных преобразователей ограничивает их частотный диапазон величиной порядка нескольких сотых-десятых долей герца. Дополнительную частотную погрешность вызывает регистрирующее устройство. Она мала, если период собственных колебаний механизма регистратора в несколько десятков раз меньше периода измеряемой нестабильности. Причиной значительной погрешности могут быть также пульсация и стробоскопическая помеха, создаваемые механическим ослабителем, поскольку их амплитуды соизмеримы с полезным сигналом. Ослабить помехи можно с помощью фильтров, исключить — только используя ослабитель мощности, работающий на принципе спектрального отражения или поглощения.

Список литературы: 1. *Установка для измерения нестабильности мощности излучения квантовых генераторов* / Л. А. Дыдык, В. Д. Кукуш, О. Е. Марыжковский, А. И. Тесленко // Техн. электрон. 1977. Вып. 2. С. 126—130. 2. *Шукунов В. Е.* Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур. М., 1970. 120 с. 3. *Куликовский Л. Ф.* Автоматические информационно-измерительные приборы. М.; Л., 1966. 424 с. 4. *А. Анго.* Математика для электро- и радиоинженеров / Пер. с фр.; Под ред. К. С. Шифрина. М., 1965. 780 с.

Поступила в редколлегию 08.04.87