

СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

П. М. ГЕРУНИ, Р. М. ТИГРАНЯН

Рассматривается стабилизация частоты генераторов СВЧ методом фазовой АПЧ с применением в качестве эталона частоты и фазометра новых волноводных систем на отрезках линий.

Дается расчет узлов схемы, а также оптимальные соотношения между девиацией частоты и передаточными функциями узлов. Анализируются вопросы статической точности работы.

Приводятся результаты экспериментального исследования системы электронной стабилизации клистронного генератора миллиметрового диапазона. Степень стабильности около 10^{-8} .

Рассматриваемый способ стабилизации частоты особенно перспективен при необходимости перестройки частоты генератора по заданной программе.

1. В в е д е н и е

В настоящее время резко возросла потребность в высокостабильных генераторах СВЧ диапазона вплоть до субмиллиметровых волн. Кроме того, к генераторам часто предъявляются требования перестройки частоты по заданной программе, а также малых габаритов и веса.

Наиболее высокая точность достигается применением метода фазовой автоподстройки частоты. Однако существующие системы [1—4] страдают низкой степенью стабильности (10^{-4}) в диапазоне частот, либо, при реализации высокой стабильности (10^{-9}), работают на одной фиксированной частоте. Кроме того, применяемые при этом частотные дискриминаторы громоздки и имеют ряд конструктивных недостатков. Существует два типа дискриминаторов: с фазовым детектированием и с сигналом ошибки на промежуточной частоте. В последнем случае схема существенно усложняется. Фазовые детекторы на СВЧ выполняются обычно на двойных T -мостах или гибридных кольцах. Первые требуют подстроек в диапазоне, а гибридные кольца могут работать только на одной фиксированной частоте.

В качестве эталонов частоты на СВЧ применяются объемные резонаторы (их добротность при наличии элементов механической перестройки сильно ухудшается) и молекулярные генераторы (не перестраиваются по частоте). Их конструктивная сложность известна.

Рассматриваемая в настоящей работе система фазовой АПЧ отличается конструктивной простотой, высокой точностью и позволяет перестраивать частоту генератора автоматически и без механических подстроек узлов. Оба основных узла дискриминатора — „эталон“ частоты и фазовый детектор — выполнены на отрезках линий передач. Сис-

тема может быть легко реализована во всем СВЧ диапазоне: на дециметровых, сантиметровых, миллиметровых и субмиллиметровых волнах.

2. Принцип работы. Основные узлы

На рис. 1 представлена блок-схема системы. Часть сигнала генератора Г ответвляется направленным ответвителем НО на „эталон“ частоты Э, преобразующий изменения частоты в изменения фазы. Затем сигнал поступает на фазометр Ф, на выходе которого вырабатывается постоянное напряжение, сигнал ошибки, соответствующий по знаку и амплитуде уходу частоты. „Эталон“ и фазометр выполняют роль дискриминатора. Сигнал ошибки через промежуточное или исполнительное устройство ПУ воздействует в соответствующей фазе на элементы перестройки частоты генератора. В случае отражательных клистронов с электронной настройкой ПУ представляет собой усилитель постоянного тока.

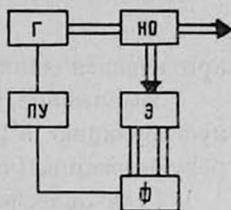


Рис. 1.

а) „Эталон“ частоты представляет собой отрезки волноводов различной длины (рис. 2). Электрическая длина этих отрезков равна

$$OB = \frac{2\pi}{\lambda} l_1; \quad OC = \frac{2\pi}{\lambda} l_2.$$

Сигнал с точек В и С подается на фазометр. Если на данной частоте f_0 в тракте устанавливается длина волны λ_{b0} , то разность фаз в

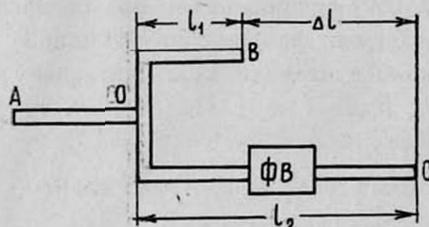


Рис. 2.

точках В и С равна $\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_{b0}} \Delta l$. При

изменении частоты изменится и разность фаз. $\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_{b1}} \Delta l$, где $\lambda_{b1} =$

$= \lambda_{b0} \pm \Delta\lambda$ новая длина волны. [Изменение разности фаз на фазометре при этом составит $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_0 =$
 $= - \frac{2\pi \cdot \Delta l \cdot \Delta\lambda_b}{\lambda_{b0} \cdot \lambda_{b1}}$, где $\Delta\lambda_b = \lambda_{b1} - \lambda_{b0}$.

Знак „минус“ указывает на обратную пропорциональность $\Delta\varphi$ и $\Delta\lambda_b$.

К такому же выражению для $\Delta\varphi$ можно прийти, рассмотрев разность фаз в точке В при изменении частоты:

$$\varphi'_1 = \frac{2\pi l_1}{\lambda_{b1}} \left(\frac{\lambda_{b1}}{\lambda_{b0}} - 1 \right).$$

Точно так же для точки С

$$\varphi'_2 = \frac{2\pi l_2}{\lambda_{b1}} \left(\frac{\lambda_{b1}}{\lambda_{b0}} - 1 \right).$$

Тогда $\varphi'_1 - \varphi'_2 = \Delta\varphi$.

На стабилизируемой частоте $\Delta l = n\lambda_{b0}$, где n — целое число. Тогда $\varphi_0 = 2\pi n$, а

$$\Delta\varphi = 2\pi \left(\frac{\Delta l}{\lambda_0 + \Delta\lambda} - \frac{\Delta l}{\lambda_0} \right) = \frac{2\pi}{V_\phi} \cdot \Delta l \cdot \Delta f,$$

где $\Delta f = f_1 - f_0$, V_ϕ — фазовая скорость в тракте. В коаксиальных и двухпроводных линиях при волне типа *TEM* $V_\phi = c$, где c — скорость света в данной среде. В волноводах $V_\phi = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}$, где $\lambda_{кр}$ —

критическая длина волны для данного типа колебаний.

Выражение $\Delta\varphi/\Delta f$ представляет собой так называемую передаточную функцию W_1 рассматриваемого узла в системе автоматического регулирования (частоты клистронного генератора).

Для облегчения выполнения соотношения $\Delta l = n\lambda_{b0}$ и получения возможности менять стабилизируемую частоту по заданной программе в один из отрезков тракта, например, *OC* (рис. 2) можно ввести фазовращатель ФВ. При наличии его отпадает также необходимость в точном изготовлении отрезков тракта под заданную частоту. Кроме того, наличие фазовращателя позволит работать всегда на наиболее крутом участке характеристики фазометра т. е. реализовать его предельную чувствительность (см. ниже).

б) Фазометр выполнен также на отрезках линий передач [5]. Четыре отрезка образуют квадратный мост (рис. 3), в плечи *E* и *F* которого включены детекторы D_1 и D_2 , а сигналы подаются на входы *B* и *C*. Отрезок *CF* выполнен из скрученной на 180° секции, что обеспечивает выполнение необходимых фазовых соотношений в неограниченной полосе частот. Если сигналы на входах имеют вид $B \sin \omega t$ и $C \sin(\omega t + \varphi)$, то на детекторы они поступают в виде

$$E = B \sin \omega t + C \sin(\omega t + \varphi) \text{ и } F = B \sin \omega t + C \sin(\omega t + \varphi + \pi)$$

соответственно. После детектирования, фильтрации высокочастотных компонент и вычитания токов в нагрузках детекторов выходное напряжение имеет вид $U = 2BCa_2 \cos \varphi$, где a_2 — коэффициент при квадратичном члене вольт-амперной характеристики детекторов. При наличии фазовращателя ФВ или при внесении некоторой начальной фазы иным путем, будем иметь $U = a \sin \varphi$, где a — некоторая постоянная амплитуда. При изменении разности фаз на выходе эталона на $\pm \Delta\varphi$ напряжение постоянного тока $\pm \Delta U = p \Delta\varphi = W_2 \Delta\varphi$, где W_2 — передаточная функция фазометра, p — крутизна характеристики фазометра $\left(\frac{U}{град} \right)$.

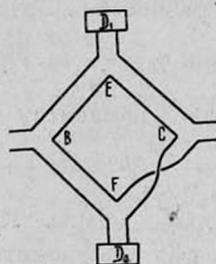


Рис. 3.

в) Промежуточное устройство представляет собой усилитель постоянного тока. Передаточную функцию этого узла можно представить в виде $W_3 = \frac{k}{1+s\tau}$, где k — коэффициент усиления, $s = -\frac{1}{\tau}$ — полюс передаточной функции, τ — постоянная времени усилителя.

г) Передаточной функцией отражательного клистрона является в данном случае его характеристика $\Delta f = f(\Delta U_{отр.})$, где $U_{отр.}$ — напряжение на отражателе. В области небольших Δf эту характеристику можно считать линейной и передаточную функцию записать в виде $W_4 = d$, где d — крутизна упомянутой частотной характеристики клистрона.

3. Анализ ошибок и выбор параметров

Статическая ошибка рассматриваемой системы авторегулирования определяется передаточной функцией разомкнутой системы [6]:

$$W = W_1 \cdot W_2 \cdot W_3 \cdot W_4 \quad \text{или}$$

$$W = \frac{2\pi}{V_\phi} \frac{pkd\Delta l}{1+s\tau}$$

Все узлы рассматриваемой системы являются аperiodическими звеньями 1 порядка. В передаточных функциях W_1 , W_2 , W_4 постоянная времени не учтена, так как эти узлы практически безынерционны (по сравнению с усилителем). Следовательно, верхний частотный предел срабатывания системы будет определяться постоянной времени УПТ (обычно $f_b = \frac{1}{\tau} = 10-100 \text{ кГц}$).

Коэффициент ошибки следящей системы по положению

$$k_n = \lim_{s \rightarrow 0} W = \frac{2\pi}{V_\phi} pkd\Delta l = \text{const.}$$

Коэффициенты ошибок по скорости и ускорению

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot W = 0,$$

$$k_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 W = 0.$$

Следовательно, имеем статическую систему регулирования. В нашем случае АПЧ она предпочтительнее, нежели астатическая, которая приводила бы к колебаниям частоты.

Статическая система при различных возмущениях поддерживает заданную точность регулируемой величины:

$$\Delta^0 / \Delta = \frac{\Delta_p^0 / \Delta}{1+D}; \quad D = \frac{2\pi}{V_\phi} pkd\Delta l,$$

где Δ — статическая точность,

Δ_p — отклонение регулируемой величины в разомкнутой системе,

D — статический коэффициент усиления разомкнутой системы, необходимый для обеспечения заданной точности.

Для повышения точности необходимо выбрать возможно большее значение для D . Входящие в него величины p и d даются выбором фазометра и клистрона. Увеличение коэффициента усиления УПТ связано с его осложнением и, помимо того, ограничивается уровнем шумов на выходе. Так, если потребовать, чтобы флуктуационная ошибка $\sigma_{\Delta\varphi}^2$ не превышала заданного значения $\sigma_{\Delta\varphi}^2_{\text{зад}}$, то коэффициент усиления УПТ можно выбрать из условия [7]:

$$k \leq 2 \frac{U_c^2}{G_{\text{ш}}} \sigma_{\Delta\varphi}^2_{\text{зад}},$$

где U_c — амплитуда входного сигнала,

$G_{\text{ш}}$ — энергетический спектр входного шума,

$\sigma_{\Delta\varphi}^2_{\text{зад}}$ — флуктуационная ошибка фазы, оцениваемая величиной дисперсии.

С другой стороны, увеличение дисперсии шумов на выходе системы сужает полосу удержания [8]

$$\Delta\omega_y = \Omega \left(1 - \frac{\sigma_{\Delta\varphi}}{2} \right),$$

где $\Delta\omega_y$ — полоса удержания,

Ω — полоса удержания при отсутствии помех.

Следующей возможностью увеличения точности является увеличение Δl . Оно ограничивается температурными изменениями Δl . Если исходить из того, что температурные изменения электрической длины Δl не должны давать заметного фазового сдвига, то длина Δl в долях λ может быть выбрана из соотношения

$$n \leq \frac{\Delta\varphi_{\text{доп}}}{2\pi\alpha t^0},$$

где $\Delta\varphi_{\text{доп}}$ — допустимый фазовый сдвиг на входе фазометра,

α — температурный коэффициент линейного расширения материала, из которого выполнена линия передачи (точнее, Δl),

t^0 — амплитуда температурных колебаний „эталопа“ за время работы.

Очевидно, что значение $\Delta\varphi_{\text{доп}}$ не должно превышать то минимальное значение $\Delta\varphi$, на которое рассчитывается вход фазометра. Если, например, принять $\Delta\varphi_{\text{доп}} = 0,1$ град, температурные колебания $\pm 1^\circ\text{C}$, то для латунных волноводов ($\alpha = 18 \cdot 10^{-6}$) будем иметь $n \leq 15,0$.

Для дальнейшего повышения точности следует перейти к диэлектрическим (соответствующим образом металлизированным) материалам для линии передачи, к термостатированию и удлинению Δl .

Эти мероприятия позволят улучшить Δ примерно на 2—3 порядка.

4. Результаты экспериментального исследования

Рассмотренная система стабилизации частоты была экспериментально испытана с отражательным клистроном в диапазоне миллимет-

ровых волн. При этом других мероприятий по стабилизации (электронная параметрическая, термостатирование „эталона“ клистрона и др.) предпринято не было. Основные параметры системы имели следующие значения: $\Delta l = 120$ мм ($n = 12,5$); $p = 0,1$ в/град; $d = 4 \cdot 10^8$ ц/в, $k = 5 \cdot 10^4$. В этом случае $D = 2,88 \cdot 10^5$, $\Delta^0_0 = 3,5 \cdot 10^{-6} \%$. Стабильность частоты будет равна статической точности системы, если частота возмущений не превышает f_b . Следовательно, при частоте возмущений, ниже 10 кГц стабильность частоты клистрона равна $3,5 \cdot 10^{-8}$.

На рис. 4. представлены экспериментальные кривые, характеризующие нестабильность частоты для трех схем стабилизации частоты одного и того же клистрона при изменении такого сильнодействующего фактора как напряжение питающей всю установку сети.

Кривая А получена при электронной стабилизации всех питающих клистрон напряжений за исключением напряжения на отражателе. Стабильность частоты в этом случае при изменении напряжения сети в пределах $90 \div 110$ в равна $1,6 \cdot 10^{-3}$.

Кривая В снята при электронной стабилизации всех питающих клистрон напряжений (так называемая параметрическая стабилизация). Стабильность составляет $2,3 \cdot 10^{-4}$.

Прямая С получена при стабилизации частоты рассматриваемым способом. Определить степень стабильности обычными способами, к сожалению, не удалось. Специальных измерений также предпринято не было. Поэтому мы с достоверностью можем утверждать лишь, что степень стабильности оказалась выше, чем $1,2 \cdot 10^{-6}$.

Институт радиопизики и электроники
АН АрмССР

Поступила 22 апреля 1967

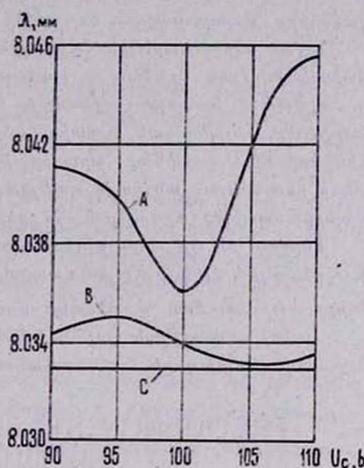


Рис. 4.

ЛИТЕРАТУРА

- С. И. Бычков, Н. И. Буренин, Р. Т. Сафаров, Стабилизация частоты генераторов СВЧ. Сов. радио, 1962.
- Измерение на СВЧ. Под редакцией В. Б. Штейншлейгера, Сов. радио, 1952.
- В. М. Вяткина, Радиотехника, № 10, 13, 39, 1958.
- А. Д. Артым, Радиотехника, № 8, 13, 37, 1958.
- П. М. Геруни, Сообщения Бюроканской обсерватории, вып. XXV, 1958.
- Д. Тракслер, Синтез систем автоматического регулирования, Машгиз, 1959.
- В. А. Вейцель, Вопросы радиоволноводной электроники, серия X, 1963.
- Э. С. Элинсон, Вопросы радиоволноводной электроники, серия XII, вып. 2, 1963.

ԳԵՆԵՐԱՐՁՐ ՀԱՃԱԽԱՆԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԳՆՆԵՐԱՏՈՐՆԵՐԻ
ՀԱՃԱԽԱՆԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՍՏԱԲԻԼԻԶԱՑԻԱՆ

Պ. Մ. ՀԵՐՈՒՆԻ, Ռ. Մ. ՏԻԳՐԱՆՅԱՆ

Քննվում է դերբարձր հաճախականությունների գններատորների հաճախականության ստաբիլիզացիան, հաճախականության ֆազային ավտոմատ համալրման մեթոդով: Որպես հաճախականության էտալոն և ֆազերի տարբերություն շափող սարք կիրառվում են երկար դժերի հատվածներից պատրաստված նոր ալիքատարային հանգույցներ:

Նշված ալիքատարային հանգույցների լայնաշերտությունն ապահովում է կայունացվող հաճախականության բռնման և պահպանման լայնաշերտը:

Տրված է ֆազային ավտոմատ համալրման հաճախականության սխեմայի հանգույցների հաշվարկը, ինչպես նաև հաճախականության դեկաջիայի և հանգույցների փոխանցման ֆունկցիաների միջև օպտիմալ հարաբերությունները: Հիմնավորվում է կարգավորման ստատիկ սխեմի ընտրության անհրաժեշտությունը, քննարկվում է փոխանցման պրոցեսի որակը և աշխատանքի ստատիկ ճշտության հարցերը:

Բերվում են ալիքների միլիմետրանոց դիապազոնում կլիստրոնային գններատորների հաճախականության էլեկտրոնային ստաբիլիզացիայի սխեմի փորձնական հետազոտման արդյունքները: Կայունացման աստիճանը մոտ է 10^{-8} :

Հաճախականության կայունացման քննարկվող մեթոդը հատկապես հեռանկարային է տված ձրազրով գններատորի հաճախականության վերակարգավորման անհրաժեշտության դեպքում:

FREQUENCY STABILISATION OF THE SUPER HIGH
FREQUENCY GENERATORS

P. M. HERUNI and R. M. TIGRANIAN

The frequency stabilisation of the super high frequency generators by means of the phase control is considered. New wave-guide systems on line sections are used as a standard of frequency and as phasometer. The calculation of the system and also the optimal correlations between the deviation of the frequency and the transmission function of the links are given. The problems of statistical accuracy of the work is analysed. The results of the experimental investigation of the electronic stabilisation system of the millimetre range clystron generator are given. The accuracy of the stabilisation is about 10^{-8} . The considered method of frequency stabilisation is particularly perspective if it is necessary to switch the generator frequency according to the given programme.