

СВЧ ГЕНЕРАТОР ДИСКРЕТНОГО СПЕКТРА СО СВЕРХПРОВОДЯЩИМ РЕЗОНАТОРОМ

Ф.Ф. Менде, О.П. Козловский, Н.Н. Пренцлау, И.Н. Бондаренко

Описана схема СВЧ генератора дискретного спектра со сверхпроводящим резонатором, позволяющая получить сигнал с относительной нестабильностью частоты, равной $3,8 \cdot 10^{-10}$ за час. Приведены основные соотношения, характеризующие его работу.

В измерительной технике часто приходится сталкиваться с проблемой получения высокостабильного по частоте спектра с заданным распределением спектральных составляющих. Генераторы спектра такого типа широко используются для построения сетки частот, в синтезаторах частоты, в технике связи и т.д. Особые трудности возникают в том случае, когда необходимо получать спектр частот в СВЧ диапазоне с относительной нестабильностью спектральных составляющих $\sim 10^{-9} - 10^{-10}$, малым расстоянием между ними при большом индексе модуляции. Для получения спектра частот с упомянутыми параметрами необходимо применение сложных систем многократного умножения частоты от радиодиапазона до диапазона СВЧ. Однако, таким системам присущи существенные недостатки, связанные с тем, что сам процесс умножения существенно ухудшает спектральные характеристики исходного сигнала, т.к. коэффициент шума пропорционален квадрату коэффициента умножения. Кроме того, мощность, получаемая от таких устройств, существенно ограничена.

Использование сверхпроводящих резонаторов (СПР) позволяет выполнить генератор дискретного спектра свободным от перечисленных выше недостатков, его блок-схема изображена на рис. 1.

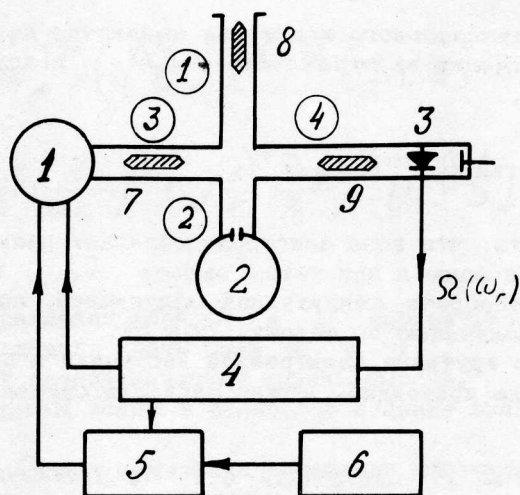


Рис. 1.

Основными элементами являются: клистронный генератор - 1, сверхпроводящий резонатор - 2 (СПР), смеситель - 3, усилитель промежуточной частоты - 4, фазовый детектор - 5, опорный низкочастотный генератор - 6, ферритовые вентили - 7, 8, 9. Цифрами в кружочках обозначены номера плечей двойного волноводного тройника. Рассмотрим работу такого генератора. Предположим, что частота генератора 1 путем подачи на отражатель управляющего напряжения изменяется по закону $\cos(\Omega t + \varphi) = \cos \Theta$, и связь между несущей частотой спектра и резонансной частотой резонатора 2 имеет вид

$$\omega_p = \omega_r \pm K\Omega, \quad (1)$$

где ω_p - резонансная частота СПР 2,
 ω_r - несущая ЧМ спектра,
 Ω - промежуточная частота модуляции,
 K - номер боковой ($K = 0, 1, 2, \dots$).

Спектр модулированного по частоте сигнала от генератора через вентиль 7 и двойной волноводный тройник поступает на СПР 2. Если выполняется равенство (1), то отраженный от резонатора сигнал содержит информацию о расстройке резонансной боковой относительно резонансной частоты резонатора. При этом в смесителе 3 выделяются комбинационные частоты $n\Omega$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). Как будет показано ниже, фаза сигнала на частоте Ω зависит от расстройки. Если к выходу смесителя 3 подключить УПЧ, настроенный на частоту Ω , а частотную модуляцию осуществлять сигналом с выхода УПЧ, то можно добиться автогенерации на частоте Ω . При этом генерируемая частота будет зависеть от расстройки, т.е. будет существовать функциональная связь между Ω и частотой СВЧ генератора ω_r . Применяв систему ФАП по вспомогательному эталонному генератору 6 [1], можно добиться большой частотной стабильности ЧМ спектра генератора 1. В качестве генератора 1 может быть использован любой генератор СВЧ с электронной настройкой, допускающий модуляцию его сигнала по частоте. В данной работе использован отражательный клистрон ввиду его широкого распространения и простоты осуществления частотной модуляции.

Известно, что для получения равномерного ЧМ спектра необходимо выполнение неравенства $m \gg 1$, где m - индекс частотной модуляции, который определяется как отношение амплитуды девиации частоты $\Delta\omega_r$ к частоте модуляции Ω

$$m = \frac{\Delta\omega_r}{\Omega}. \quad (2)$$

При использовании отражательного клистрона амплитуда девиации частоты определяется амплитудой напряжения на отражателе ΔU_R и крутизной электронной настройки клистрона S_0 .

$$\Delta\omega_r = -S_0 \Delta U_R. \quad (3)$$

Если предположить, что зона клистрона обладает незначительной асимметрией, то при работе в центре зоны и при таком выборе Ω , когда ΔU_R - мало, а $m \gg 1$, можно пренебречь амплитудной модуляцией, сохранив в то же время глубокую частотную модуляцию по закону $\cos \Theta$.

Предполагая, что крутизна электронной настройки в пределах изменения напряжения на отражателе постоянна, можно записать сигнал на выходе клистрона:

$$e_r(t) = E_{or} \sin(\omega_0 t + m \sin \Theta), \quad (4)$$

где $E_{or} = \gamma \sqrt{P_0}$

γ^2 - коэффициент пропорциональности между мощностью P_0 и квадратом напряженности поля в используемых волноводах E_{or}^2 .

После простых преобразований сигнал на выходе генератора 1 можно представить в виде ЧМ спектра [2]:

$$e_r(t) = E_{or} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m) \sin(\omega_0 t + n\Theta) + \sum_{\ell=0}^{\infty} (-1)^\ell J_\ell(m) \sin(\omega_0 t - \ell\Theta) \right\},$$

где $J_n(m)$ и $J_\ell(m)$ - функции Бесселя от аргумента m соответственно n -го и ℓ -го порядка.

Для рассмотрения двойного волноводного тройника введем нормированные волны [3].

По определению [3], нормированная падающая (отраженная) волна в плоскости отсчета - скалярная величина, пропорциональная комплексной амплитуде поперечной составляющей падающей (отраженной) волны E_t .

Условия нормировки записываются так:

$$\frac{1}{2} a_p a_p^* = \frac{1}{2} |a_p|^2 = P_p^+,$$

где a_p - нормированная волна, падающая на вход многополюсника P ;
 $*$ - знак комплексного сопряжения;
 P_p^+ - мощность, подводимая ко входу многополюсника P .

$$\frac{1}{2} b_p b_p^* = \frac{1}{2} |b_p|^2 = P_p^-,$$

где b_p - нормированная волна, отраженная от входа многополюсника P ;
 P_p^- - мощность, отраженная от этого входа.

Матрица рассеяния $[S]$ определяет соотношения между отраженными и падающими нормированными волнами.

Связь между нормированными волнами и напряженностями электрических и магнитных полей в прямоугольном волноводе для колебаний основного типа H_{10} такова:

$$\vec{E}(z) = \vec{j} \sin \frac{\pi x}{a} \left(\frac{2}{ab} \right)^{1/2} \left(\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda_B}{\lambda} \right)^{1/2} [I + S] \vec{\alpha}(z),$$

$$\vec{H}(z) = -\vec{i} \sin \frac{\pi x}{a} \left(\frac{2}{ab} \right)^{1/2} \left(\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda_B}{\lambda} \right)^{1/2} [I - S] \vec{\alpha}(z),$$

где $\vec{i}, \vec{j}$ - орты в направлении осей x и y соответственно,
 a, b - размеры волновода вдоль осей x и y ,
 μ, ϵ - магнитная и диэлектрическая проницаемость,
 λ_B / λ - отношение длины волны в волноводе к длине волны в свободном пространстве,
 $[I], [S]$ - единичная матрица и матрица рассеяния многополюсника,
 $\alpha(z)$ - нормированные падающие волны.

Матрица рассеяния согласованного двойного тройника имеет вид

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Если в плечо 3 входит волна a_3 , а в плоскостях отсчета 1, 2 и 4 коэффициенты отражения равны Γ_1 , Γ_2 и Γ_4 , то из определения коэффициентов отражения следует:

$$\begin{aligned} a_1 &= \Gamma_1 b_1, \\ a_2 &= \Gamma_2 b_2, \\ a_4 &= \Gamma_4 b_4. \end{aligned}$$

Подставив эти значения в уравнение

$$\vec{b} = [S] \vec{a},$$

получим систему из четырех уравнений с четырьмя неизвестными

$$\begin{cases} b_1 + 0 + 0 - \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_4 b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} a_3 \\ 0 + b_2 + 0 + \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_4 b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} a_3 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_1 b_1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_2 b_2 + b_3 + 0 = 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_1 b_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_2 b_2 + 0 + b_4 = 0 \end{cases}.$$

Неизвестные b_1 , b_2 , b_3 и b_4 можно найти по правилу Крамера

$$\begin{aligned} b_1 &= \sqrt{2} \frac{1 - \Gamma_2 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} a_3, \\ b_2 &= \sqrt{2} \frac{1 - \Gamma_1 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} a_3, \\ b_3 &= \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2 - 2 \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} a_3, \\ b_4 &= \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} a_3. \end{aligned} \tag{5}$$

Если обеспечить $\Gamma_4 = 0$; $\Gamma_1 = 0$, то выражения (5) значительно упростятся

$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} a_3; \quad b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} a_3;$$

$$b_3 = \frac{\Gamma_2}{2} a_3; \quad b_4 = -\frac{\Gamma_2}{2} a_3.$$

Видно, что в этом случае плечи 1 и 2 развязаны, а на смеситель в плече 4 падает сигнал, зависящий от комплексного коэффициента отражения в плече 2, где у нас включен сверхпроводящий резонатор. Вентили 8 и 9 необходимы для выполнения условий

$\alpha_1 = \alpha_4 = 0$ и $\Gamma_1 = \Gamma_4 = 0$, а вентиль 7 нужен для развязки генератора с нагрузкой и может быть заменен аттенуатором, но такая замена неблагоприятно скажется на выходной мощности составляющих спектра в плече 1.

Рассмотрим случай настройки резонатора на К-тую верхнюю боковую. При настройке на одну из нижних боковых составляющих спектра можно провести аналогичное рассмотрение, которое даст те же результаты. Пусть:

$$\omega_p = \omega_0 + K\Omega.$$

Так как полоса пропускания СПР значительно меньше Ω (это достигается выбором частоты Ω при известной добротности резонатора), то коэффициент $\Gamma_2 = -1$ для всех составляющих спектра, кроме резонансной, для которой он имеет комплексный характер. На резонансной боковой коэффициент отражения можно записать:

$$\Gamma_2 = A(\alpha, k_c) e^{jg(\alpha, k_c)}, \quad (6)$$

где $A(\alpha, k_c)$ и $g(\alpha, k_c)$ — соответственно модуль и фаза комплексного коэффициента отражения резонатора,

$$\alpha = 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_p} Q_0 \quad - \text{обобщенная расстройка,}$$

$$Q_0 \quad - \text{ненагруженная собственная добротность резонатора.}$$

Известно [4], что проводимость плеча с резонатором можно записать

$$y_2 = \frac{Q_1}{Q_0} + 2j \frac{\Delta\omega}{\omega_p} Q_1,$$

или

$$y_2 = \frac{1}{k_c} (1 + ja),$$

где Q_1 — внешняя добротность резонатора,
 $k_c = \frac{Q_0}{Q_1}$ — коэффициент согласования резонатора с волноводом.

Зная, что

$$\Gamma_2 = \frac{1 - y_2}{1 + y_2},$$

после простых преобразований можно получить

$$\Gamma_2 = \frac{\sqrt{(k_c^2 - a^2 - 1)^2 + 4a^2 k_c^2}}{(k_c + 1)^2 + a^2} \cdot e^{j \arctg \frac{2ak_c}{1 + a^2 - k_c^2}}. \quad (7)$$

Из сравнения выражений (6) и (7) видно

$$A(a, k_c) = \frac{\sqrt{(k_c^2 - a^2 - 1)^2 + 4a^2 k_c^2}}{(k_c + 1)^2 + a^2}, \quad (8)$$

$$\varphi(a, k_c) = \arctg \frac{2ak_c}{1 + a^2 - k_c^2}. \quad (9)$$

Учитывая сказанное выше, запишем сигнал, приходящий на смеситель

$$-2b_4 \sim E_{or} \left\{ J_K A(a, k_c) \sin[\Psi + K\theta + \varphi(a, k_c)] + \sum_{n=1}^{\infty} J_n \Gamma_2^n \sin(\Psi + n\theta) + \sum_{l=0}^{\infty} (-1)^l J_l \sin(\Psi - l\theta) \right\},$$

где $\Psi = \omega_0 t + \Delta\varphi$; $\Gamma_2^n = \begin{cases} 0, & n = K \\ -1, & n \neq K \end{cases}$

$\Delta\varphi$ — набег фазы, не зависящий в первом приближении от номера боковой, ввиду близости всех частот спектра и малости электрической длины цепей.

После простых преобразований, считая детектор смесителя квадратичным, можно выделить сигнал промежуточной частоты на выходе смесителя

$$e_c(t, a, k_c) = -E_{or}^2 \beta J_K(m) [A(a, k_c) \{J_{K+1}(m) \cos[\theta - \varphi(a, k_c)] + J_{K-1}(m) \cos[\theta + \varphi(a, k_c)]\} + \{J_{K+1}(m) + J_{K-1}(m)\} \cos \theta]. \quad (10)$$

Из выражения (10) видно, что при отсутствии резонатора в плече 2 или при нарушении условия (1) сигнал с частотой Ω на выходе тройника отсутствует, т.к. при этом $A(a, k_c) = 1$, $\varphi(a, k_c) = \pi$. Из выражения (10) видно также, что амплитуда сигнала промежуточной частоты и, главное, фаза зависят от расстройки a .

В приближении малых расстроек выражение (10) можно упростить

$$e_c(t, a, k_c) = -E_{or}^2 \sqrt{C^2(a, k_c) + D^2(a, k_c)} \cos[\Theta - V(a, k_c)];$$

$$C(a, k_c) = 2\beta [1 + A(a, k_c)] \frac{K}{m} J_K^2(m);$$

$$D(a, k_c) = 2\beta J_K(m) A(a, k_c) \varphi(a, k_c) [J_{K+1}(m) - J_{K-1}(m)]; \quad (11)$$

$$V(a, k_c) = \arctg \frac{m [J_{K+1}(m) - J_{K-1}(m)] A(a, k_c) \varphi(a, k_c)}{K J_K(m) (1 + A(a, k_c))}.$$

Если считать индекс частотной модуляции m независимым от расстройки a , что справедливо в приближении малых амплитуд, то зависимость фазы сигнала промежуточной частоты $V(a, k_c)$ от расстройки a определяется вторым сомножителем аргумента правой части соотношения (11). Обозначим

$$M(a, k_c) = \frac{A(a, k_c) \cdot \varphi(a, k_c)}{1 + A(a, k_c)},$$

где $A(a, k_c)$ и $\varphi(a, k_c)$ — определяются выражениями (8) и (9).

На рис. 2 построены графики зависимости $M(a, k_c)$ для различных значений k_c , из которых следует, что крутизна зависимости фазы от расстройки падает как при увеличении пересвязи с резонатором, так и при усилении недосвязи. Оптимальные значения k_c лежат в районе $k_c \sim 1$.

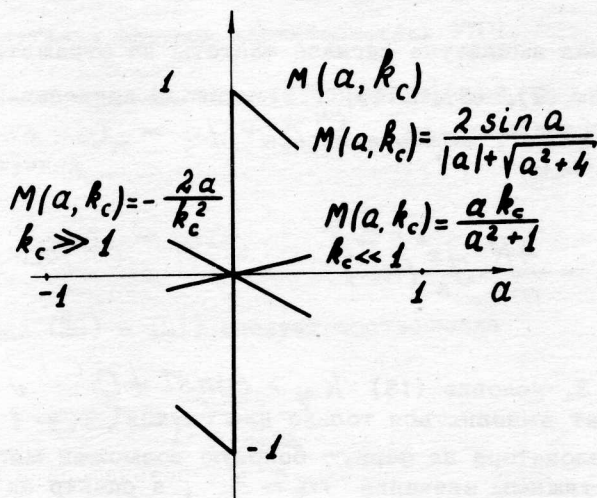


Рис. 2.

Рассмотрим амплитудные условия самовозбуждения. Часть устройства от отражателя клистрона до входа УПЧ можно рассматривать как усилитель с нелинейной амплитудной характеристикой для частоты Ω и коэффициентом усиления $K_y(\Omega, m)$, а УПЧ — как четырехполюсник обратной связи с коэффициентом усиления $K_{oc}(\Omega)$ и линейной амплитудной характеристикой.

Известно, что в стационарном режиме должно выполняться равенство

$$\dot{K}_y(\Omega, m) \cdot \dot{K}_{oc}(\Omega) = 1. \quad (12)$$

Так как коэффициент передачи УПЧ $\dot{K}_{oc}(\Omega)$ не зависит от амплитуды колебаний, то выражение (10) можно использовать для определения установившейся амплитуды колебаний $\Delta u_R \sim m$. Интересно, что выход на режим не связан с перегрузкой УПЧ и осуществляется за счет внутренней отрицательной обратной связи [5].

Условие самовозбуждения любого автогенератора записывается [2]

$$|\dot{K}_y(\Omega, m)| \cdot |\dot{K}_{oc}(\Omega)| > 1. \quad (13)$$

Предположим, что расстройка отсутствует, т.е. $\alpha = 0$; тогда из (9) видно, что $\varphi(\alpha, k_c) = 0$.

Выражение (10) для случая $\alpha = 0$ можно переписать так

$$e_c(t, 0, k_c) = -2\beta E_{or}^2 \frac{K}{m} J_K^2(m) [1 + A(0, k_c)] \cos \Theta. \quad (14)$$

Следуя определению коэффициента передачи четырехполосника, запишем

$$\dot{K}_y(\Omega, m) = \frac{\dot{u}_c}{\Delta \dot{u}_R}, \quad (15)$$

где $\dot{u}_c$ — комплексная амплитуда сигнала частоты Ω на выходе смесителя,

$\Delta \dot{u}_R$ — комплексная амплитуда сигнала частоты на отражателе.

Учитывая выражения (2), (3), (14), (15) и вводя приведенный коэффициент усиления $k_y = \frac{|\dot{K}_y(m)|}{|\dot{K}_y(m)|_{max}}$, можно записать

$$k_y = \frac{4K}{m^2} J_K^2(m). \quad (16)$$

Как видно из рис. 3, условие (13) $k_y > const \neq 0$ в начале координат, при $m = 0$, может выполняться только для случая $K = 1$ ($\omega_p \approx \omega_o + \Omega$). Только при настройке резонатора на первую боковую возможен мягкий режим самовозбуждения. При этом достижимы значения $m \sim 3$, а спектр на выходе достаточно равномерный и включает порядка девяти составляющих, отстоящих друг от друга по частоте на величину промежуточной частоты Ω . Принципиально возможно получение более широких спектров, содержащих еще большее число составляющих, но это связано с неудобством жесткого режима самовозбуждения и увеличением коэффициента усиления УПЧ.

Известно [2], что равенство (12) дает амплитудные и фазовые условия автогенерации. Рассмотрим фазовые условия. В нашем случае можно записать

$$\varphi_K + \varphi_\Omega + \varphi_\Sigma = 2\pi n, \quad (17)$$

где φ_K - сдвиг фазы в рассматриваемом четырехполюснике с коэффициентом передачи $K_y |\Omega; m|$,

φ_Ω - сдвиг фазы в УПЧ,

φ_Σ - сдвиг фазы в соединительных кабелях.

Взяв полный дифференциал от выражения (17) по частоте и учитывая малую фиксирующую способность кабелей, запишем :

$$d\varphi_K + d\varphi_\Omega = 0. \quad (18)$$

Предполагая идеальную эталонность сверхпроводящего резонатора и пренебрегая влиянием побочных дестабилизирующих факторов, запишем

$$\begin{aligned} d\varphi_K &= \frac{\partial \varphi_K}{\partial \omega_K} d\omega_K, \\ d\varphi_\Omega &= \frac{\partial \varphi_\Omega}{\partial \Omega} d\Omega. \end{aligned} \quad (19)$$

В приближении малых расстроек равенство (18) с учетом выражений (19) можно переписать так :

$$\tau_K \Delta \omega_K + \tau_\Omega \Delta \Omega = 0, \quad (20)$$

где τ_K - крутизна фазовой характеристики рассматриваемого четырехполюсника, определяемая из выражения (11) как производная $\tau_K = \frac{dV(a, k_c)}{d\omega_K}$,

$\Delta \omega_K$ - абсолютная флуктуация резонансной боковой,

τ_Ω - крутизна фазовой характеристики УПЧ,

$\Delta \Omega$ - абсолютная флуктуация промежуточной частоты.

Учитывая, что $\omega_K = \omega_0 + K\Omega$ запишем аналогичное соотношение для абсолютных флуктуаций

$$\Delta \omega_K = \Delta \omega_0 + K \Delta \Omega. \quad (21)$$

Из выражений (20) и (21) следует соотношение

$$\Delta \Omega = \frac{\Delta \omega_0}{K + \frac{\tau_\Omega}{\tau_K}}. \quad (22)$$

Видно, что флуктуации несущей переносятся в радиодиапазон с коэффициентом

$$\Pi_K = \frac{1}{K + \tau_\Omega / \tau_K}.$$

Отношение τ_Ω / τ_K в системе с СПР может быть очень мало ,

$\sim 10^{-2} - 10^{-3}$. Для увеличения коэффициента преобразования необходимо уменьшение величины K .

Наиболее оптимальным значением K , из требования максимальной эффективности системы АПЧ, является $K=1$. (При $K=0$ система не может работать, что следует из соотношения (14)).

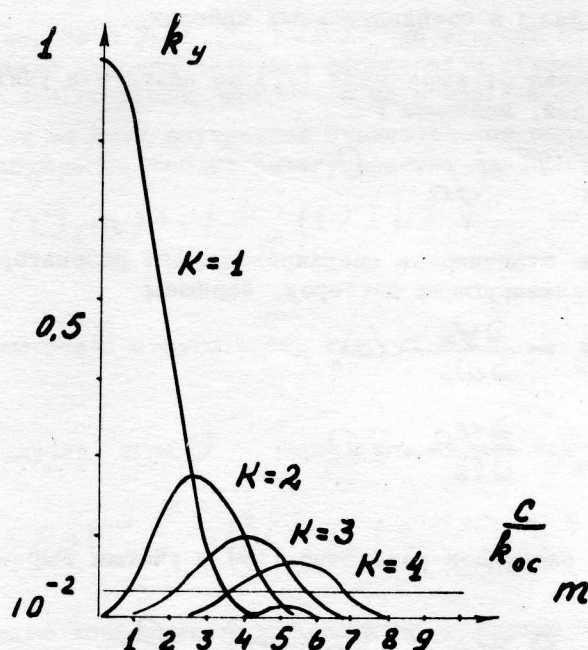


Рис. 3.

Режим работы системы с замкнутой цепью обратной связи на клистрон можно описать, решив совместно с уравнением (22) уравнение, описывающее подстраивающее действие схемы

$$\begin{cases} \frac{\Delta \omega_0}{\Delta \Omega} = -(K + \tau_\Omega / \tau_\kappa) \\ \Delta \omega_0 = -S_0 N U_{\text{эм}} U_\Omega F(\Delta \varphi_\Omega), \end{cases} \quad (23)$$

где N — коэффициент передачи фазового детектора,
 $U_{\text{эм}}$ — амплитуда колебаний промежуточной частоты, подаваемая с эталонного генератора 6 (см. рис. 1),
 U_Ω — амплитуда сигнала, подаваемая с УПЧ,
 $F(\Delta \varphi_\Omega)$ — нормированная характеристика фазового детектора,
 S_0 — крутизна электронной настройки клистрона.

При рассмотрении сделаем следующие допущения. В момент замыкания обратной связи частота эталонного генератора и частота с выхода УПЧ совпадают. На выходе фазового детектора стоит идеализированный фильтр нижних частот, коэффициент передачи которого в широкой области нижних частот равен 1. Решение системы уравнений определяется характеристикой фазового детектора. Во многих практических случаях она имеет косинусоидальную форму. Поэтому рассмотрим случай, когда :

$$F(\Delta \varphi_\Omega) = \cos \Delta \varphi_\Omega.$$

Преобразуя (23), получаем

$$\Delta\Omega = \frac{S_0 N U_{эм} \cdot U_{\Omega}}{K + \tau_{\Omega}/\tau_{\kappa}} \cdot \cos \Delta\varphi_{\Omega}.$$

Откуда следует, что

$$\Delta\Omega \leq \frac{S_0 \cdot N \cdot U_{эм} \cdot U_{\Omega}}{K + \tau_{\Omega}/\tau_{\kappa}} = \Delta\Omega_{yg}. \quad (24)$$

Очевидно, что соотношение (24) характеризует полосу удержания системы по промежуточной частоте, т.е. ту максимальную расстройку частоты Ω , при которой еще осуществляется режим удержания. Видно также, что при увеличении номера резонансной боковой полосы удержания сужается.

Определим, чему равно максимальное отклонение частоты несущей спектра, которую еще может компенсировать цепь управления, т.е. полосу удержания на основной частоте. Из соотношения (24), используя (22), получим:

$$\Delta\omega_{yg} = S_0 N U_{эм} \cdot U_{\Omega}.$$

Используя (22), запишем связь между относительными нестабильностями частоты эталонного генератора ω и несущей СВЧ спектра при включенной системе АПЧ

$$\delta_{\omega_0} = \frac{\Omega_0}{\omega_0} \left(K + \frac{\tau_{\Omega}}{\tau_{\kappa}} \right) \cdot \delta_{\Omega_0}, \quad (25)$$

где δ_{ω_0} — относительная нестабильность ω_0 ;
 δ_{Ω_0} — относительная нестабильность Ω_0 .

Как следует из выражения (25), для повышения стабильности спектра необходимо уменьшать Ω_0/ω_0 , $\tau_{\Omega}/\tau_{\kappa}$ и K .

Используя равенства (20) и (21), легко показать возможность изменения расстояния между составляющими спектра путем перестройки частоты эталонного радиогенератора в полосе пропускания УПЧ.

Относительные нестабильности составляющих спектра могут быть посчитаны по формуле:

$$\delta_{\omega_n} = \frac{\Omega_0}{\omega_n} \left(n + \tau_{\Omega}/\tau_{\kappa} \right) \delta_{\Omega_0}, \quad (26)$$

где δ_{ω_n} — относительная нестабильность составляющей спектра с частотой ω_n ,
 n — номер составляющей спектра, считая влево и вправо относительно резонансной боковой.

Остальные обозначения — прежние.

Итак, рассмотренное устройство обеспечивает получение в СВЧ диапазоне дискретного стабильного спектра, ширина которого определяется значением промежуточной

частоты Ω , число составляющих зависит от номера резонансной боковой и коэффициента усиления УПЧ. Соотношение между амплитудами составляющих спектра можно менять путем изменения коэффициента усиления УПЧ. Относительные нестабильности спектральных составляющих для идеализированного случая могут быть рассчитаны по формуле (26).

Показано, что генератор спектра будет наиболее прост конструктивно и наиболее устойчиво работать при настройке резонатора на первую боковую. При этом достижимы индексы частотной модуляции ~ 3 , а спектр на выходе устройства содержит около девяти составляющих при отношении амплитуд наибольшей и наименьшей учитываемой, не превышающем величины ~ 3 .

Для экспериментальной проверки работоспособности генератора спектра он был собран по блок-схеме, изображенной на рис. 1. Усилитель промежуточной частоты 4 был настроен на частоту 485 кГц, полоса пропускания составляла 60 кГц, а коэффициент усиления мог регулироваться в пределах 30 – 60 дБ. С целью устранения возможности паразитного самовозбуждения за счет появления амплитудной модуляции сигнала клистронного генератора 1 при больших амплитудах модулирующего напряжения на его отражателе, на выходе УПЧ включен ограничитель. Режим работы ограничителя подбирается таким образом, чтобы амплитуда сигнала промежуточной частоты на его выходе не превышала 1,5 в. Фазовый детектор был собран на лампе 6Ж2П, на первую сетку которой подавался сигнал с УПЧ, а на третью – с эталонного кварцевого генератора 6. Относительная нестабильность частоты для этого генератора составляла величину $\sim 10^{-6}$ за 1 час. Сверхпроводящий резонатор 2 имел нагруженную добротность $3 \cdot 10^7$, его резонансная частота составляла 9450 мгц, связь с волноводным трактом подбиралась близкой к критической. Резонатор имел также дополнительный элемент связи (на рис. 1 не показан), при помощи которого с резонатора снимался сигнал для измерения нестабильности частоты. Спектр стабильных частот снимался в полезную нагрузку после вентиля 8. Спектральные характерис-

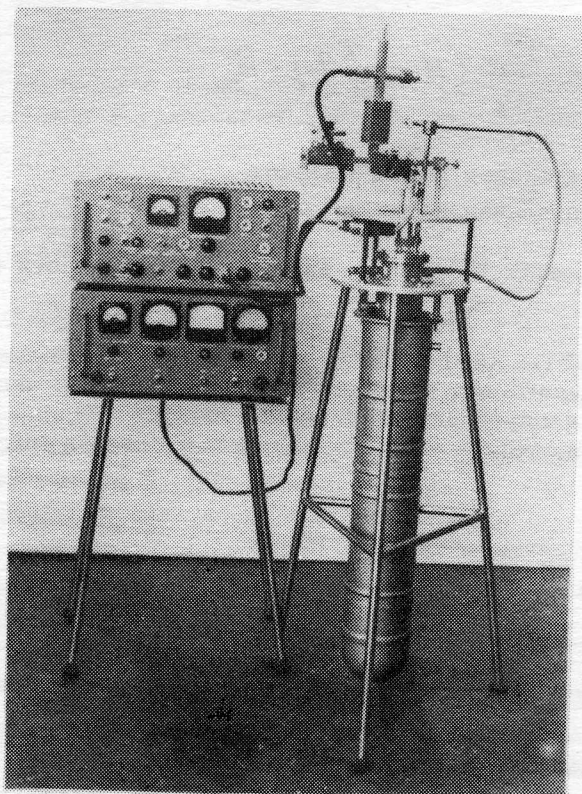


Рис. 4.

тики выходного сигнала исследовались при помощи спектроанализатора. Нестабильность частоты измерялась при помощи установки ЧО-7. Эксперименты показали,

что при работе на первой боковой спектральные характеристики соответствуют индексу модуляции ~ 3 . Относительная нестабильность частоты спектральной составляющей, проходящей через СПР, составила величину $3,8 \cdot 10^{-10}$ за 1 час. Общий вид генератора стабильного спектра изображен на рис.4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ф.Ф.Менде, Н.Н.Пренцлау, В.А.Чаркин, И.Т.Баранов. Устройство фазовой автоподстройки частоты. Авторское свидетельство № 340056. "Бюл. изобр." № 17, 1972.
2. И.С.Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы части I и II, "Советское радио", М., 1967.
3. Дж.Альтман. Устройства СВЧ, "Мир", М., 1968.
4. С.И.Бычков, Н.И.Буренин, Р.Т.Сафаров. Стабилизация частоты генераторов СВЧ, "Советское радио", М., 1962.
5. Ф.Ф.Менде, Н.Н.Пренцлау, В.М.Дмитриев. "Радиотехника", 27, № 2, стр.69-75, 1972.

ULTRAHIGH FREQUENCY GENERATOR OF DISCRETE SPECTRUM WITH SUPERCONDUCTING CAVITY

F.F.Mende, O.P.Kozlovsky, N.N.Prentslau,
I.N.Bondarenko

The ultrahigh frequency generator circuit of discrete spectrum with a superconducting cavity is described that permits to obtain the signal with a relative frequency instability of $3.8 \cdot 10^{-10}$ per hour. The principal relations characterizing its operation are given.

Получена редколлегией 16 ноября 1972 года.