

ТЕОРИЯ АМПЛИТУДНО-СТАБИЛЬНЫХ НИЗКОЧАСТОТНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С МАЛЫМИ НЕЛИНЕЙНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

М. С. РОЙТМАН

Анализируется взаимосвязь между нелинейными искажениями, коэффициентом стабилизации, устойчивостью и длительностью переходных процессов в низкочастотных амплитудно-стабильных генераторах. Рассматриваются пути преодоления указанной взаимосвязи и создания автогенераторов со стабильной амплитудой колебаний и низким уровнем высших гармоник.

Иллюстраций 9, библиографий 15.

Автогенератор с одним нелинейным частотно-независимым звеном может быть сведен к структурной схеме, приведенной на рис. 1, где 1, 3 — линейные звенья с коэффициентами передачи $\beta_n(\omega)$, $K_y(\omega)$ и 2 — нелинейное звено, линеаризованное (осредненное) значение коэффициента передачи которого равно

$$K_n(U) = \frac{U_{\text{мвнх}} \sin \omega t}{U_m \sin \omega t} = \frac{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K_n [U_m \sin \omega t] \sin \omega t d\omega t \right\} U_m \sin \omega t}{U_m \sin \omega t}. \quad (1)$$

Система будет генерировать на частотах ω , для которых выполняются общеизвестные условия баланса фаз

$$\varphi_y(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2)$$

$$\text{и амплитуд } K_n(U) \cdot K_y(\omega) \beta_n(\omega) - 1 = 0. \quad (3)$$

Если условия (2), (3) выполняются только на одной частоте, то колебания будут квазисинусоидальными. Частота генерации (ω_0) в первом приближении определяется из (2), а амплитуда колебаний — из (3). Легко заметить, что для устойчивости стационарного режима должно выполняться условие

$$\frac{dK_n(U)}{dU} < 0. \quad (4)$$

Формулы (1), (2), (3) справедливы вне зависимости от того, где расположено нелинейное звено (если, конечно, нелинейность входного и выходного сопротивлений этого звена мало влияют на систему, что обычно на практике и стараются делать). Рассматривая генератор как

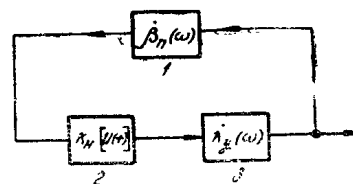


Рис. 1

усилитель с обратной связью, можем в первом приближении определить коэффициенты гармоник [1, 2]

$$\dot{K}_{nr} = \frac{K_n \cdot \dot{K}_y(n\omega) / \dot{K}_y(\omega)}{1 - K_n(U) \dot{\beta}_n(n\omega) \dot{K}_y(n\omega)}, \quad (5)$$

где K_n — коэффициент n -й гармоники на выходе нелинейного звена (НЗ); $\dot{K}_y(n\omega)$, $\dot{\beta}_n(n\omega)$ — коэффициенты передачи для n -й гармоники. Выражение (5) правомочно, только если $\frac{K_y(\omega)}{K_y(n\omega)} > 1$ или у НЗ нет участков, на которых $K_n[u(t)] \ll K_n(U)$. В противном случае в (5)

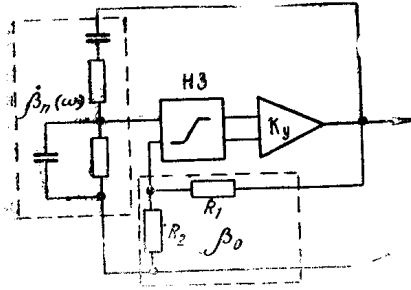


Рис. 2

следует использовать мгновенное значение коэффициента передачи $K_n[U(t)]$. Неучет этого важного фактора может привести к существенной ошибке. В качестве примера рассмотрим автогенератор с мостом Вина, схема которого приведена на рис. 2. Примем, что в качестве НЗ использован идеальный двусторонний ограничитель и угол отсечки равен

$$\gamma = 0,2 \left(\gamma \approx \sqrt{\frac{2\delta U}{U_m}} \right),$$

U_m — амплитуда напряжений на входе ограничителя, δU — значение отсеченной „верхушки“ и $K_y = 300$. Осредненное значение коэффициента передачи НЗ $K_n(U) \approx 1 - \frac{8\gamma}{3\pi} \frac{\delta U}{U_m} = 1 - 0,0034$; мгновенное значение коэффициента передачи на участке ограничения $K_n[U(t)] = 0$ (для идеального ограничителя) и $K[U(t)] = 1$ — вне этого участка; коэффициент 3-й гармоники на выходе НЗ

$$K_3 \approx 1,2 \sqrt{\left(\frac{\delta U}{U_m} \right)^3} \approx 0,34 \%$$

Коэффициент n -й гармоники для рассматриваемой структуры автогенератора в общем виде равен

$$\dot{K}_{nr} \approx \frac{K_n}{1 + K_y \dot{\beta}_0(n\omega) \left[1 - \frac{\dot{\beta}_n(n\omega)}{\dot{\beta}_0(n\omega)} \right] \Big|_{K_n[U(t)]=1}} + \frac{K_n}{\left[1 - \frac{\dot{\beta}_n(n\omega)}{\dot{\beta}_0(n\omega)} \right] \Big|_{K_n[U(t)]=0}}. \quad (6)$$

Отсюда получаем $K_{3r} \approx 1,5$, $K_3 \approx 0,5 \%$.

Если же бы мы воспользовались линеаризованным коэффициентом передачи $K_n(U)$, то получили бы

$$\dot{K}_{nr} = \frac{K_n}{1 + K_n(U) K_y \dot{\beta}_0(n\omega) \left[1 - \frac{\dot{\beta}_n(n\omega)}{\dot{\beta}_0(n\omega)} \right]} \quad (7)$$

и $K_{3r} < 0,01 \%$, что существенно меньше реального значения.

В большинстве случаев анализа амплитудно-стабильных генераторов первого приближения вполне достаточно. Но когда нелинейность

вольт-амперной характеристики НЗ имеет четный характер, нахождение уточненного решения принципиально необходимо. Грубым критерием обязательности уточненного решения может служить соотношение $K_{2г}^2 \geq K_{3г}$. Порядок оценки поправок на амплитуду и частоту основной гармоники колебаний, а также на величину 3-й гармоники дан в [3] и здесь не рассматривается.

Из (3) следует, что вариация коэффициента передачи какого-либо звена приводит к изменению амплитуды колебаний. Например, относительная нестабильность усиления $\frac{\Delta K_y}{K_y}$ вызовет отклонение напряжения, равное

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\Delta K_v / K_v}{\left. \frac{dK_n(U)}{dU} \right| U} = \frac{\Delta K_y}{K_y} \cdot \frac{1}{G_{ст.у}}, \quad (8)$$

где $G_{ст.у}$ — коэффициент стабилизации. Для обеспечения постоянства напряжения на выходе генератора необходимо стремиться к использованию звеньев с минимальной относительной нестабильностью и к получению возможно большего значения $G_{ст.у}$. Практическая реализация последнего очевидного требования сопряжена с весьма большими трудностями из-за взаимосвязей между $G_{ст.у}$, коэффициентом нелинейных искажений, устойчивостью и длительностью переходных процессов. Попытаемся выяснить эти взаимосвязи и наметить пути их преодоления.

Непосредственно из (3) и (4) следует общеизвестная истина, что устойчивая генерация без наличия нелинейного звена принципиально невозможна. Коэффициент передачи НЗ может быть функцией мгновенного или интегрального (среднего, действующего и др.) значений напряжения. В первом случае мы имеем дело с безынерционными нелинейными элементами (обычно их именуют просто нелинейными элементами), а во втором случае — с инерционными нелинейными элементами (ИНЭ). Коэффициент передачи НЗ $K[u(t)]$ может быть представлен в виде ряда Маклорена:

$$K[u(t)] = K + \frac{u(t)}{1!} \frac{dK}{dU} + \frac{u^2(t)}{2!} \frac{d^2K}{dU^2} + \dots + \frac{[u(t)]^i}{i!} \frac{d^i K}{dU^i}. \quad (9)$$

Для электронных элементов ряд (9) является обычно быстросходящимся, и при качественном анализе автогенераторов допустимо ограничиваться первыми тремя членами, которые дают картину о НЗ (постоянная, четная и нечетные составляющие).

Итак, аппроксимируя коэффициент передачи нелинейного звена в виде ряда (9) и подав на его вход $U_m \sin \omega t$, легко найти линеаризованное значение $K_n(U)$.

$$K_n(U) = K_n - \frac{3}{8} \cdot \frac{d^2 K_n [u(0)]}{dU^2} U_m^2. \quad (10)$$

Члены ряда (9) с нечетными производными вклада в осредненное значение коэффициента передачи не дают (в разомкнутой системе), а лишь приводят к появлению на выходе генератора четных гармоник. Отсюда следует, что целесообразно применение НЗ, характеристики которых имеют только четные производные и они отрицательны (для выполнения условия устойчивости (4)).

Предположим, что мы выполнили эти требования. Тогда получим

$$K_n(U) = K_n - \frac{3}{8} \frac{d^2 K_n [U(0)]}{dU^2} U_m^2. \quad (11)$$

Коэффициент 3-й гармоники на выходе НЗ

$$K_3 \approx \frac{1}{8K_n} \cdot \frac{d^2 K_n [u(0)]}{dU^2} U_m^2 \quad (12)$$

и на выходе генератора

$$K_{3г} = \frac{[1/8 K_n] \frac{d^2 K_n}{dU^2} [U(0)] [K_y(n\omega)/K_y(\omega)] U_m^2}{1 - K_n(U) K_y(n\omega) \cdot \beta_n(n\omega)}; \quad (13)$$

$$G_{ст} = \frac{-dK_n(U)/K_n(U)}{dU/U} = \frac{3}{4} \cdot \frac{\{d^2 K_n [u(0)]/dU^2\} U_m^2}{K_n}. \quad (14)$$

В автогенераторах с безынерционными НЗ, если выполняется соотношение (9), отсутствует опасность неустойчивости, так как по огибающей колебаний такой автогенератор представляет собой инерционное звено первого порядка с некоторой эквивалентной постоянной времени τ_3 . Для нестационарного режима напряжение генерации равно $u_{\text{вых}}(t) \approx U_{m_0} e^{\alpha_3 t} \sin[\omega_0 t - \varphi_0(t)]$,

$$\text{где } \alpha_3 = [K_n(U) K_y(\omega) \beta_n(\omega) - 1] \frac{1}{\tau_3} = \frac{1}{\tau_3^1}. \quad (15)$$

В установившемся режиме $\alpha_3 = [K_n(U_0) K_y(\omega) \beta(\omega) - 1] \frac{1}{\tau_3} = 0$. И, следовательно, (15) можно переписать в виде

$$\alpha_3 = [K_n(U) - K_n(U_0)] \frac{K_y(\omega) \beta(\omega)}{\tau_3}. \quad (16)$$

При отсутствии колебаний $K_n(0) - K_n(U_0) > 0$ и отношение

$$\frac{K_n(0) - K_n(U_0)}{K_n(0)} \quad (17)$$

характеризует запас самовозбуждения автогенератора и для заданного значения τ_3 длительность процесса нарастания колебаний. Подставляя в (17) значение $K_n(U)$ из (11), получаем

$$\frac{K_n(0) - K_n(U_0)}{K_n(0)} = \frac{3}{8} \frac{\{dK_n^2 [U(0)]/dU^2\} \cdot U_{m_0}^2}{K_n}. \quad (18)$$

Сопоставление (12), (13), (14), (15) и (18) отчетливо показывает, что в автогенераторах на базе широкополосных усилителей ($K_y(\omega) \approx \text{const}$) и безынерционных нелинейных звеньев коэффициент стабилизации, нелинейные искажения и длительность переходных процессов взаимосвязаны. Учитывая эту взаимосвязь для сравнительной оценки качества различных реализаций автогенераторов, введем коэффициент

$$\lambda = K_{3г} \frac{\Delta_{\Sigma} U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = K_{3г} \left(\frac{1}{G_{ст.у}} \cdot \frac{\Delta K_y}{K_y} + \frac{1}{G_{ст.β}} \frac{\Delta \beta}{\beta} \right). \quad (19)$$

Для автогенератора, собранного по структурной схеме, приведенной на рис. 2, с НЗ нерелейного типа

$$\lambda \approx \frac{1/8 K_n \frac{d^2 K_n [U(0)]}{dU^2} U_m^2}{1 + K_n(U) \cdot K_y \cdot \beta_0 \left[1 - \frac{\beta_n(3\omega)}{\beta_0} \right]} \times$$

$$\begin{aligned} \times \frac{K_H \left(\frac{\Delta K_y}{K_y} + \frac{\Delta \beta}{\beta} K_y \beta_0 K_H(U) \right)}{3/4 \frac{d^2 K_H |U(0)|}{dU^2} \cdot U_m^2} &\approx \frac{\frac{\Delta K_y}{K_y} + \frac{\Delta \beta}{\beta} K_y \beta_0 K_H(U)}{K_H(U) 6 K_y \beta_0 \left| 1 - \frac{\dot{\beta}_n(3\omega)}{\beta_0} \right|} = \\ &= \frac{\frac{\Delta K_{y.связи}}{K_{y.связи}} + \frac{\Delta \beta}{\beta}}{6 \left| 1 - \frac{\dot{\beta}_n(3\omega)}{\beta_0} \right|}. \end{aligned} \quad (20)$$

$$U \text{ моста Вина } \beta_0 = \frac{1}{3} \text{ и } \dot{\beta}_n(\omega) = \frac{\omega/\omega_0}{3\omega/\omega_0 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 j - j}.$$

Точно такой же результат мы бы получили, если ввести НЗ в цепь ОС. Уменьшить λ можно, снижая нестабильность усилителя (при условии, что параметры цепей ОС стабильны) и синтезируя такую частотно-зависимую цепь, которая позволяла бы получить положительную обратную связь на частоте квазирезонанса и возможно более глубокую отрицательную обратную связь по гармоникам. Другими словами, желательно, чтобы на частотах гармоник фазовый сдвиг цепи $\beta_n(\omega)$ менялся бы на 180° . К сожалению, при реализации потенциальных возможностей в автогенераторах практический выигрыш при синтезе указанной цепи невелик (максимум в 2-3 раза). Объясняется это тем, что если мы в усилителе уже ввели предельно допустимую противосвязь ($K_y \beta_0 = F_{\text{доп}}$), то дальнейшее увеличение глубины ООС на высших гармониках приведет к неустойчивости усилителя. Указанное ограничение было бы снято при синтезе цепи ПОС, удовлетворяющей условиям $\beta_n(n\omega) > 1$ и $\varphi_n(n\omega) \sim 180^\circ$ для $n=2, 3, \dots, 7$, и $\beta_n(n\omega)/n \rightarrow 0$. Таких цепей мы пока не имеем.

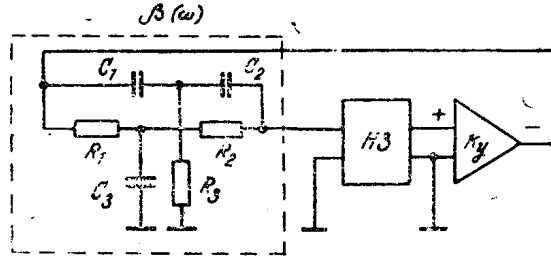


Рис. 3

В автогенераторе, приведенном на рис. 3, генерация будет иметь место в случае ненулевой настройки ТТ-РС моста, когда фазовый сдвиг цепи ОС $\varphi_3 \approx 180^\circ$.

$$\begin{aligned} \dot{\beta}(\omega) &= \frac{\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right) + j\left(n + \frac{n}{m} - 1\right)}{\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right) + j\left(n - \frac{n}{m} + \frac{1}{m} + \frac{1}{n}\right)}, \\ m &= \frac{R_2}{R_1} = \frac{C_1}{C_2}, \quad n = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_3} \end{aligned}$$

и коэффициент

$$\lambda \approx \left| \frac{\frac{\Delta K_y}{K_y} + \frac{\Delta \beta}{\beta} K_y K_H}{1 + 6 \frac{K_y K_H}{1 - j \frac{4}{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}}} \right| \approx \left(\frac{\Delta K_y}{6 K_y K_H} + \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) 1,8. \quad (21)$$

В зависимости от характера используемого НЗ λ несколько меняется. Например, включив в цепь β_0 автогенератора с мостом Вина двухсторонний ограничитель параллельно резистору R_1 , получим $K_{3r} \approx$

$$\approx 1,8 \sqrt{\left(\frac{\delta U}{U_m}\right)^3}, \quad G_{ст.у} \approx K_y \beta_0(U) \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{\delta U}{U_m}}$$

$$\text{и } \lambda = \frac{\delta U}{U_m} \left(\frac{\Delta K_y}{K_y} \cdot \frac{1}{K_y \beta_0(U)} + \frac{\Delta \beta}{\beta} \right). \quad (22)$$

Сравнение (22) и (20) показывает, что при малых углах отсечки НЗ релейного типа позволяет получить лучшие результаты. Но выигрыш не может быть большим, так как минимальное значение $\frac{\delta U}{U_m}$ ограничено условием

$$\frac{\delta U}{U_m} > \frac{\frac{\Delta K_y}{K_y} \cdot \frac{1}{K_y \beta_0} + \frac{\Delta \beta}{\beta}}{\frac{4\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{\delta U}{U}}}. \quad (23)$$

Получить малые нелинейные искажения можно, если усилитель будет обладать стабильным коэффициентом передачи на частоте генерации и фильтрующими способностями на гармониках. Ослабление гармоник может быть осуществлено в двух существенно отличающихся вариантах:

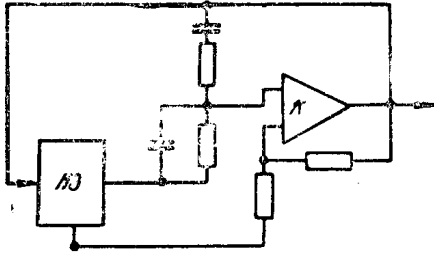


Рис. 4

а) использовать высокоселективный усилитель, на частоте квазирезонанса которого осуществляется генерация (в системе нет других частотно-зависимых звеньев);

б) применять фильтр нижних частот, который одновременно служит для получения условия баланса фаз.

Известные избирательные RC-усилители с обратными связями указанным условиям не удовлетворяют. Во-первых, даже сама реализация большого подавления гармоник $\frac{K(\omega)}{K(3\omega)} > 1000$ существенно затруднена

из-за возможной неустойчивости. Во-вторых, приходится применять специальные меры по снижению собственных нелинейных искажений усилителя (K_{fy}). В-третьих, повышение Q_3 неизбежно приводит к увеличению нестабильности коэффициента передачи на частоте квазирезонанса. Для подтверждения сказанного рассмотрим автогенератор с селективным усилителем, приведенный на рис. 4. Коэффициент

$$\lambda \approx \frac{1}{8K_n} \cdot \frac{d^2 K_n [U(0)] U_m^2}{dU^2} \cdot \frac{K_{\gamma 1} \{1 + K[\beta_0 - \beta_n(\omega)]\}}{K_{\gamma 2} \{1 + K[\beta_0 - \beta_n(3\omega)]\}} \times$$

$$\frac{1}{[1 - K_n(U) \cdot K_y(3\omega)]} \cdot \frac{3}{4K_n} \cdot \frac{d^2 K_n [U(0)] U_m^2}{dU^2} \times$$

$$\times \frac{\frac{\Delta K}{K} + \frac{\Delta \beta}{\beta} K \beta}{1 + K[\beta_0 - \beta_n(\omega)]} \approx$$

$$\approx \frac{1}{6} \frac{1}{\left| 1 + K\beta_0 \left[1 - \frac{\beta_n(3\omega)}{\beta_0} \right] \right|} \left[\frac{\Delta K}{K} + \frac{\Delta\beta}{\beta} K\beta_0 \right] \approx$$

$$\approx \frac{1}{6} \frac{\frac{\Delta K_{св}}{K_{св}} + \frac{\Delta\beta}{\beta}}{\left| 1 - \frac{\beta_n(3\omega)}{\beta_0} \right|}$$

не изменился по сравнению с λ для автогенератора, данного на рис. 2. Это логично, так как уменьшение $K_{зг}$ с увеличением селективных свойств избирательного усилителя сопровождается таким же возрастанием влияния нестабильности звеньев. Указанные трудности в значительной мере преодолеваются при построении селективного усилителя на базе звена компенсации гармоник [4]. В таких усилителях (рис. 5) достижи-

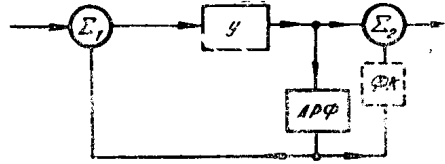


Рис. 5

мы $\frac{K(\omega)}{K(3\omega)} > 3000$ и пренебрежимо ма-

лые нелинейные искажения [5]. Широкополосный усилитель $У$ охвачен обратной связью через активный режекторный фильтр АРФ, образуя избирательный усилитель с некоторой эквивалентной добротностью. Но так как АРФ вносит малые частотно-фазовые искажения высших гармонических составляющих, то сигнал с его выхода используется и для компенсации гармоник в сумматоре Σ_2 на выходе системы. Контур компенсации гармоник является разомкнутым и поэтому не снижает устойчивость всей системы. Но даже и при таком построении нестабиль-

ность $\frac{\Delta_{\Sigma} K}{K}$ слишком велика. Так, например, при использовании в качестве нулевой цепи распределенной RC -линии из манганиновой микропровода в усилителе [6] при $\frac{K(\omega)}{K(3\omega)} = 1000$ нестабильность $\frac{\Delta_{\Sigma} K}{K}$ до-

стигала 5% и $\lambda = \frac{\delta U}{U} \frac{K(3\omega)}{K(\omega)} \cdot \frac{\Delta_{\Sigma} K}{K}$. В соответствии с (23), приняв $\frac{\delta U}{U} = 0,15$, получим конкретное значение $\lambda = 0,15 \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 0,75 \cdot 10^{-5}$. Обеспечить такое же λ в автогенераторе, данном на рис. 4, можно лишь при условии $\left(\frac{\Delta K_{св}}{K_{св}} + \frac{\Delta\beta}{\beta} \right) \leq 3 \cdot 10^{-5}$, что практически нереализуемо.

Для дальнейшего улучшения качества автогенератора со звеном компенсации гармоник необходимо между АРФ и выходным сумматором Σ_2 включить фазокорректирующее звено (ФК). Это позволяет при той же добротности (и, следовательно, при той же нестабильности $\frac{\Delta_{\Sigma} K}{K}$)

увеличить подавление 3-й гармоники [5]. Особо заметим, что если бы и удалось создать избирательный усилитель, идеально отвечающий поставленным требованиям, то и тогда мы бы столкнулись с противоречием между эквивалентной добротностью Q_3 и инерционностью вследствие известного соотношения

$$\tau_{экв} = Q_3 \frac{2}{\omega}. \quad (24)$$

Например, на 20 гц для $Q_3 = 250$ получаем $\tau_3 \approx 4$ сек. Вариант автогенератора с фильтром нижних частот имеет определенное преимущество в том отношении, что все звенья за НЗ сравнительно легко могут быть сделаны стабильными. Но зато ослабление гармоник значительно меньше, чем при использовании селективного усилителя. Для автогенератора, данного на рис. 6, коэффициент фильтрации 3-й гармоники

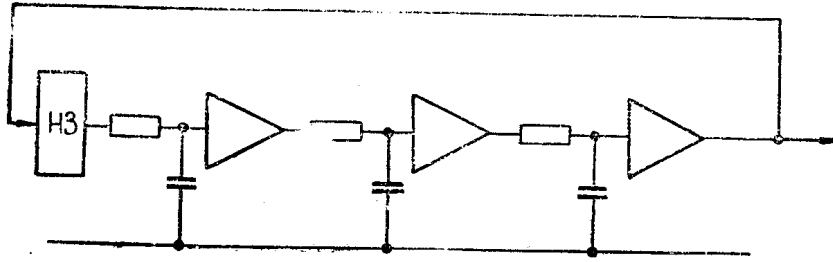


Рис. 6

равен $\frac{K(\omega)}{K(3\omega)} = 18,5$ и, считая нестабильности всех трех усилителей одинаковыми, получим

$$\lambda = \frac{\delta U}{U} \frac{3}{18,5} \frac{\Delta_{\Sigma} K}{K} \approx \frac{\delta U}{U} \frac{1}{6} \frac{\Delta_{\Sigma} K}{K}.$$

Практически реализуемо $\frac{\Delta_{\Sigma} K}{K} \approx 0,1\%$, что при $\frac{\delta U}{U} = 0,05$ дает $K_{3r} \approx 0,07\%$; $\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \approx 0,25\%$ и $\lambda = 0,84 \cdot 10^{-5}$.

Таким образом, используя в автогенераторе только безынерционные нелинейные элементы, принципиально невозможно одновременно получать высокую стабильность амплитуды колебаний и весьма малые нелинейные искажения. Еще в большей степени невозможно совместить указанные требования с малой длительностью переходных процессов.

Перейдем к рассмотрению автогенераторов с инерционными нелинейными элементами. Любой ИНЭ можно представить в виде сочетания некоторого преобразователя напряжения и управляемого элемента. Если на вход преобразователей действующего и среднего значений подадим напряжение $U\sqrt{2} \sin \omega t$, то на их выходах соответственно получим

$$U_{\text{вых.д.}}(t) = A_1 U \left\{ 1 - \frac{1}{2} \frac{\cos(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{\prod_{i=1}^n [(2\omega\tau_i)^2 + 1]}} \right\}; \quad (25)$$

$$U_{\text{вых.ср.}}(t) = A_2 U \left\{ 1 - \frac{2}{3} \frac{\cos(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{\prod_{i=1}^n [(2\omega\tau_i)^2 + 1]}} + \dots \right\}, \quad (26)$$

где n — число фильтрующих звеньев в преобразователях. При условии, что $\omega\tau \gg 1$, для относительных изменений сопротивления управляемых элементов обоих типов в статике (т. е. для медленных во времени изменениях) получим $\frac{\Delta R}{R} = G_U^R \frac{\Delta U}{U}$. На низкой частоте на выходе преобразователя будем иметь напряжение второй гармоники,

значение которого определяется частотой сигнала, количеством фильтрующих звеньев n и их постоянными времени τ_i .

$$U_{\text{вых}}(t) = A(U) \left\{ \frac{b \cos(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{\prod_{i=1}^n [(2\omega\tau_i)^2 + 1]}} \right\}, \quad (27)$$

$b = \frac{1}{2}$ для ИП действующего значения и $b = \frac{2}{3}$ для ИП среднего значения напряжения. В общем случае между измерительным преобразователем (ИП) и управляемым сопротивлением в автогенераторе могут быть включены различные промежуточные звенья и вторая гармоника с выхода ИП приведет к относительной модуляции сопротивления:

$$\frac{\Delta R(t)}{R} = G_U^R \frac{b \sqrt{\prod_{i=1}^{q_1} [(2\omega\tau'_i)^2 + 1]}}{\sqrt{\prod_{i=1}^n [(2\omega\tau_i)^2 + 1] \prod_{i=1}^q [(2\omega\tau_i)^2 + 1]}} \cos(2\omega t + \varphi), \quad (28)$$

где q_1 — число звеньев форсирующего типа с постоянными времени τ'_i ; q — число инерционных звеньев с учетом динамических свойств управляемого сопротивления; $G_U^R = \frac{\Delta R}{R} \bigg|_{\frac{\Delta U}{U}}$.

Модуляция сопротивления с удвоенной частотой генерации приводит к появлению на выходе автогенератора нелинейного «смещения» напряжения первой гармоники и напряжению третьей гармоники. Например, в автогенераторе, схема которого приведена на рис. 7, относительное нелинейное смещение напряжения равно

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \approx G_U^R G_R^{K_y} \frac{b}{2} \sqrt{\frac{\prod_{i=1}^{q_1} [(2\omega\tau'_i)^2 + 1]}{\prod_{i=1}^{n+q} [(2\omega\tau_i)^2 + 1]}}, \quad (29)$$

а коэффициент 3-й гармоники равен

$$K_{3г} \approx G_U^R G_R^{K_y} \frac{b}{2} \sqrt{\frac{\prod_{i=1}^{q_1} [(2\omega\tau'_i)^2 + 1]}{\prod_{i=1}^{n+q} [(2\omega\tau_i)^2 + 1]}} \cdot \frac{1}{\left[1 - \frac{\beta_n(3\omega)}{\beta(\omega)} \right]}. \quad (30)$$

Но первые два множителя характеризуют коэффициент стабилизации в системе. Выражения (29, 30) справедливы как для двухполюсных инерционных нелинейных элементов (полупроводниковых термисторов, лампочек накаливания), так и для четырехполюсных управляемых сопротивлений (термисторов с косвенным подогревом, фотоэлектрических преобразователей, элементов Гаусса, выпрямителей в сочетании с оптронами или с полевыми транзисторами и т. д.). Конечно, в каждом конкретном случае в (29, 30) нужно подставлять функцию передачи реально принятой цепи. В случае лампочки накаливания мы в первом приближении имеем инерционное звено первого порядка и K_3 определяется по формуле (9) работы [7], а в случае фотоэлектрического преобразователя звено второго порядка и K_3 находим по (19) [8]. Непосредственно из (30) можно сделать некоторые общие выводы.

1. Нелинейные искажения в области нижних частот прямо пропорциональны коэффициенту стабилизации. Другими словами, принципиально невозможно требовать выполнения условий $G_{ст} \rightarrow B \rightarrow \infty$ и $K_{зг} \rightarrow \varepsilon \rightarrow 0$.

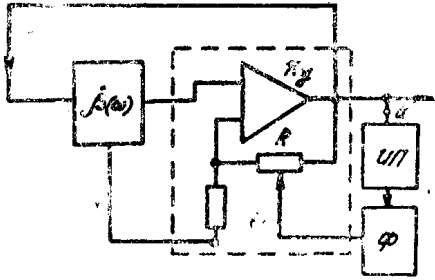


Рис. 7

2. Введение форсирующего звена (звеньев) приводит к увеличению $K_{зг}$.

3. Увеличение постоянных времени τ_i одновременно приводит к возрастанию инерционности систем.

4. Увеличение числа инерционных звеньев при прочих равных условиях позволяет снизить $K_{зг}$.

К сожалению, при $n+q > 1$ мы сразу сталкиваемся с проблемой устойчивости генератора по огибающей. Вследствие особой важности затрону-

того вопроса рассмотрим его подробнее. Разомкнем систему, приведенную на рис. 7, в точке *a*. Относительный коэффициент передачи разомкнутой системы для модуляции огибающей с частотой Ω равен

$$G_{U_{ВХ}}^{U_{ВЫХ}}(\Omega) = G_{U_{ВХ}}^R(\Omega) G_{R}^{K_y} G_{K_y}^{U_{ВЫХ}}(\Omega). \quad (31)$$

Любой реальный усилитель обладает некоторыми нелинейными искажениями. Допустим, что линеаризованный коэффициент передачи его описывается уравнением, аналогичным (10).

Тогда

$$G_{K_y}^{U_{ВЫХ}}(\Omega) = \frac{\frac{\Delta U_{ВЫХ}(\Omega)}{U_{ВЫХ}}}{\frac{\Delta K(\Omega)}{K}} = \frac{1}{\frac{3}{4} \frac{d^2 K_y}{dU^2} \frac{U^2 m}{K_y}} \cdot \frac{1 + \frac{3}{4} \frac{d^2 K_y}{dU^2} \cdot j\Omega \tau_3}{1 + j\Omega \tau_{эКВ}} \approx$$

$$\approx \frac{1}{\frac{3}{4} \frac{d^2 K_y}{dU^2} \frac{U^2 m}{K_y}} \cdot \frac{1}{1 + j\Omega \tau_{эКВ}},$$

где $\tau_{эКВ}$ — эквивалентная постоянная времени автогенератора по огибающей. Возьмем $n+q=2$ и выражение (31) примет вид

$$G_{U_{ВХ}}^{U_{ВЫХ}}(\Omega) \approx \frac{G_{U_{ВХ}}^R \cdot G_R^{K_y}}{\frac{3}{4} \frac{d^2 K_y}{dU} \frac{U^2 m}{K_y}} \cdot \frac{1}{1 + j\Omega \tau_1} \cdot \frac{1}{1 + j\Omega \tau_2} \cdot \frac{1}{1 + j\Omega \tau_{эКВ}}. \quad (32)$$

В замкнутой системе коэффициент стабилизации равен $G_{ст}(\Omega) = 1 - G_{U_{ВХ}}^{U_{ВЫХ}}(\Omega)$ и генерация устойчива, если $G_{ст}(\Omega) > 0$ при любых значениях Ω . Характеристическое уравнение системы равно

$$\left| \frac{G_{U_{ВХ}}^R \cdot G_R^{K_y}}{\frac{3}{4} \frac{d^2 K_y}{dU} \frac{U^2 m}{K_y}} \right| \cdot \frac{1}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)(1 + p\tau_{эКВ})} + 1 = 0. \quad (33)$$

Нетрудно заметить, что если усилитель был бы идеальным ($K_{зг} \rightarrow 0$), то система вообще неработоспособна (подробнее см. [9]). Это же справедливо и для цепей регулирования с числом инерционных звеньев большим двух. Поэтому в подобных генераторах невозможно

одновременно обеспечить весьма высокую стабильность $U_{\text{вых}}$ и $K_f \rightarrow 0$. В случае использования ИНЭ первого порядка или сочетания ИП с однозвенным фильтром и безынерционного управляемого элемента на средних частотах принципиально достижимо постоянство $U_{\text{вых}}$ и $K_f \rightarrow 0$. Практически вариации $U_{\text{вых}}$ определяются нестабильностью ИНЭ, а K_f — собственными нелинейными искажениями усилителя [10]. В RC-автогенераторе, описанном в [10], в области средних частот $K_f \approx 0,002\%$ при $U_{\text{вых}} = 30$ в и $\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} < 0,1\%$, что дает $\lambda \leq 2 \cdot 10^{-8}$.

Но в соответствии с (30) резко увеличиваются нелинейные искажения на низких частотах. Вторым чрезвычайно важным недостатком этих автогенераторов является весьма большая длительность переходных процессов при $K_{зг} \rightarrow 0$. Возможно и возникновение автомодуляции [11, 12], если $\frac{dK_y(U)}{dU} > 0$.

Таким образом, пока ни одно из рассмотренных решений не дает желаемых результатов. Именно по этой причине многие считают неоправданными попытки «вторжения» в сам автогенератор, а целесообразным строить прецизионные источники переменных напряжений в виде автогенератора, к которому в основном предъявляется требование малости K_f , и ступени стабилизации напряжения. Когда длительности периодических процессов не имеют решающего значения, тогда такой подход может оказаться и рациональным. Тем не менее безусловно оправдан поиск таких решений, когда за счет максимального совмещения функций удается на базе автогенератора получать предельно простые прецизионные источники синусоидального напряжения. Еще более это важно, если учесть непрерывно повышающиеся требования к допустимым флуктуациям напряжения и длительности переходных процессов.

Каковы же стратегические направления поисков решений поставленной задачи? Рассмотрим их по порядку. Смысл первого направления заключается в следующем.

1. Так как создать амплитудно-стабильный генератор с очень малыми нелинейными искажениями на базе широкополосного усилителя и инерционных управляемых элементов мы не можем (по причине потери устойчивости), то введением безынерционных нелинейных элементов увеличиваем искажения в β_n -цепи и тем самым допустимый коэффициент стабилизации (33).

2. С целью обеспечения малых искажений на выходе генератора усилитель делаем избирательным.

3. Для стабилизации $U_{\text{вых}}$ применяем авторегулировку коэффициента передачи избирательного усилителя.

Легко заметить, что, по существу, задачу получения стабильного синусоидального напряжения мы расчленили на две задачи: стабилизации $U_{\text{вых}}$ и минимизации K_f , но старались это сделать в пределах одной системы, совмещая функции, выполняемые некоторыми узлами.

Эффективным решением в этом направлении является автогенератор, функциональная схема которого приведена на рис. 8, где ИП — измерительный преобразователь, СС — схема сравнения, K_2 — усилитель сигнала рассогласования, РЗ — звено с регулируемым коэффициентом передачи. Когда характеристика НЗ является релейной, то выражение (33) принимает вид

$$\frac{G_{U_{\text{вых}}}^R \cdot G_{Ry}^K}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)(1 + p\tau_y)} + 1 = 0$$

и может быть легко получен желаемый коэффициент стабилизации. Но при этом жесткими становятся требования к селективному звену. В случае глубокого двустороннего ограничения напряжения и необходимости иметь на выходе всего генератора $K_{3г} \leq 0,01\%$ коэффициент подавления третьей гармоники селективным звеном должен равняться $\frac{K(\omega)}{K(3\omega)} \geq 3000$, что практически достижимо только в усилителе со звеном компенсации гармоник

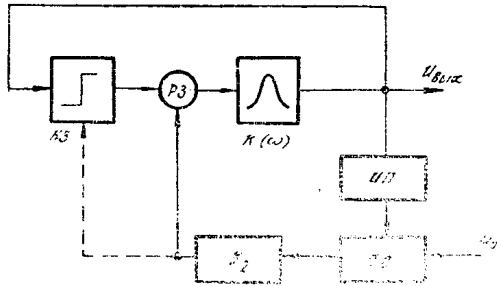


Рис. 8

(рис. 5). Столь высокая селективность позволяет создавать прецизионные источники по схеме рис. 8 как воздействием ИП на звено с регулируемым коэффициентом передачи (P3), так и воздействием ИП на сам ограничитель H3 (звено P3 становится ненужным).

Амплитудно-стабильные генераторы с высокоселективными усилителями обладают следующими важными достоинствами.

1. В связи с возрастанием допустимого угла отсечки резко увеличивается значение коэффициента ослабления влияния неустойчивости звеньев автогенератора, при котором система еще устойчива (33), т. е. облегчается возможность стабилизации при заданном уровне нелинейных искажений.

2. Почти полностью исключается влияние конечного значения инерционности ИП на нелинейные искажения в области низких частот, так как

$$K_{3г} \approx G_{ст} \frac{b}{2} \sqrt{\frac{\prod_{l=1}^{q_1} [(2\omega\tau_l')^2 + 1]}{\prod_{i=1}^{n+q} [(2\omega\tau_i)^2 + 1]}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + Q_{экв}^2 \left(3 - \frac{1}{3}\right)^2}} \quad (34)$$

3. Сильно ослабляется требование к линейности регулируемого звена, что приводит к упрощению схемы генератора и возможности использования безынерционных регулирующих элементов. Следствием этого является снижение порядка системы авторегулирования и повышение ее устойчивости.

4. Существенно снижаются флуктуационные явления.

В рассматриваемых автогенераторах реализуем коэффициент $\lambda = 5 \cdot 10^{-9}$ при существенно меньших частотах, чем в автогенераторах на базе широкополосных усилителей и ИНЭ. К сожалению, эти генераторы работоспособны лишь на фиксированных частотах. Вследствие соотношения (24) остается в силе и противоречие между инерционностью автогенератора и значением $K_{3г}$. Правда, введение цепи авторегулирования $U_{вых}$ позволяет уменьшить длительность переходных процессов, но лишь до определенного значения, ограниченного допустимым частотно-зависимым изменением уровня стабилизируемого напряжения из-за нелинейного «смещения» (29). Практически длительность переходных процессов $t_n > \frac{10 \cdot 2\pi}{\omega}$.

Вторым стратегическим направлением является также совокупное применение инерционных и безынерционных нелинейных (управляемых) звеньев, но с той принципиально существенной разницей, что для

получения малых нелинейных искажений используются не высокочастотные свойства усилителя, а такое построение схемы безынерционного регулирования, когда ее воздействие в стационарном режиме было бы минимальным и очень резко бы возрастало в нестационарном режиме.

Синтез безынерционной нелинейной цепи с коэффициентом передачи

$$K_n(U) = K_0 \left[1 - \frac{1}{K_0} \frac{d^2 K_n}{dU^2} (U_0 - U_m)^2 \right]$$

и $\frac{1}{K_0} \frac{d^2 K_n}{dU^2} U_0^2 \gg 1$ позволяет получить малую длительность переходных процессов в автогенераторе (см. (16) и низкие нелинейные искажения в стационарном режиме, так как при амплитуде установившихся колебаний $U_{г.уст} = U_0$, $K_n(U) = K_0$. Из-за вариаций параметров автогенератора вследствие влияния температуры окружающей среды, коммутации частоты, старения элементов и других внутренних и внешних помех может нарушаться условие $U_{г.уст} \neq U_0$ (тем более, что в стационарном режиме $G_{ст}$ нелинейного звена весьма мал), следствием чего явится недопустимое возрастание нелинейных искажений да и неустойчивости $U_{вых}$. Поэтому и приходится вводить вторую, инерционную цепь авторегулирования $U_{вых}$. Хорошей иллюстрацией практической эффективности данного направления может служить программный генератор типа 4100А фирмы Krohn — Hite [14]. К сожалению, и данному направлению свойственны существенные недостатки. Во-первых, когда допустимые вариации $U_{вых}$ не превышают сотые доли процента, то длительности переходных процессов сравнительно велики и определяются динамическими характеристиками инерционной цепи авторегулирования. Во-вторых, из-за наличия инерционной АРУ в области низких частот остаются в силе соотношения (29, 30), приводящие к отмеченным следствиям. Третьим направлением является использование в цепи авторегулирования амплитудных стробдетекторов.

Представим себе такой гипотетический случай: нами синтезирована нелинейная цепь, коэффициент передачи которой является функцией экстремального значения напряжения и не зависит от мгновенного.

Тогда $K_n(U) = K_n[U_m]$ и в течение всего периода

$$K_n[U(t)] = \text{const.}$$

Выполним также условие

$$G_{ст}(\Omega) = \frac{dK_n(U)}{K_n(U)} \cdot \frac{U_m}{dU(\Omega)} = \text{const} \gg 1.$$

Легко заметить, что в автогенераторе уже нет строгой взаимосвязи между $G_{ст}$ и $K_{эг}$ в области низких частот, что позволяет создавать амплитудно-стабильные автогенераторы с низкими нелинейными искажениями даже инфранизких частот и с малой длительностью переходных процессов. К сожалению, несмотря на то, что по огибающей автогенератор является системой первого порядка, вследствие релейного характера регулирующего воздействия, сохраняется ограничение на допустимое значение $G_{ст}$ из условия устойчивости. Поэтому при желании увеличить $G_{ст}$ приходится в цепь стабилизации вводить дополнительное инерционное звено и, фактически, снизить быстродействие системы. Реализация НЗ с указанными характеристиками означает, что в течение очень малого отрезка времени («мгновенно») необходимо получить информацию об экстремальном значении напряжения и хранить эту информацию неизменной в течение всего периода. Коэффициент передачи

НЗ должен меняться релейно в момент, когда мгновенное значение входного напряжения равно нулю, и он ($K_n [U(t)]$) неизменен в течение периода.

Путем дальнейших логических рассуждений мы приходим к управляемому амплитудному детектору. Последнее означает, что в момент, когда функция достигает своего экстремального значения поступает управляющий импульс (стробимпульс) на электронный ключ, который

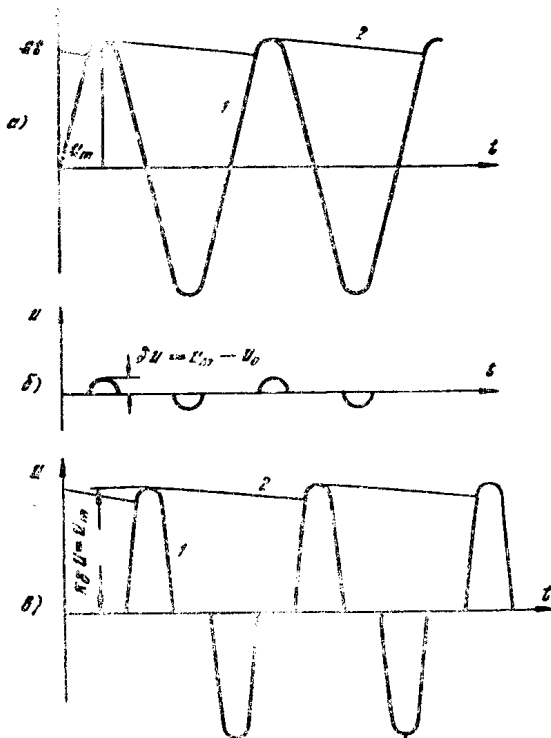


Рис. 9

открывается и значение функции запоминается на время длительности периода. Подобное решение впервые изложено в патенте [14] и использовано в генераторе фирмы «Optimization Inc.». Но указанные генераторы, хотя и являются существенным шагом вперед, еще далеко не в полной мере реализуют возможности амплитудно-стабильных генераторов со стробдетекторами.

Четвертое направление предложено нами и заключается в использовании в качестве первого звена системы стабилизации напряжения частотно-независимого обостряющего узла в сочетании с амплитудным детектором. Обостряющим будем именовать узел, относительный коэффициент передачи которого

$$G_g = \frac{\Delta U_{\text{вых.д.}} / U_{\text{вх.д.}}}{\Delta U_{\text{вх.д.}} / U_{\text{вх.д.}}} > 1.$$

Частотная независимость коэффициента передачи означает, что узел реализован из безынерционных нелинейных элементов. Подадим на амплитудный детектор с пренебрежимо малой постоянной времени заряда и большой постоянной времени разряда синусоидальное напряжение (см. кривую 1 на рис. 9). Напряжение на выходе детектора будет иметь вид, данный на кривой 2. Относительные коэффициенты гармоник

на выходе ИП равны для первой гармоники $K_{1г} = \frac{T}{\tau_{\text{раз}}} \cdot \frac{2}{\pi}$ и для

второй $K_{2г} = \frac{T}{\tau_{\text{раз}}} \cdot \frac{1}{\pi}$. Последующие гармоники можем не учитывать.

В замкнутой системе на выходе автогенератора получим соответственно вторую и третью гармоники, равные $K_{2г} \approx G_{\text{ст}} \frac{T}{\tau_{\text{раз}}} \cdot \frac{1}{\pi}$ и $K_{3г} \approx$

$\approx G_{\text{ст}} \frac{T}{\tau_{\text{раз}}} \cdot \frac{1}{2\pi}$. Видно, что увеличение коэффициента стаби-

лизации приводит к возрастанию гармоник. Даже при $G_{\text{ст}} = 1$ для того, чтобы $K_{3г} < 0,05\%$ на 20 гц, необходимо, чтобы $\tau_{\text{раз}} > 16$ сек.

В качестве обостряющего узла введем двусторонний ограничитель и на выходе получим кривую рис. 9, б. При поступлении этой кривой после усиления в $U_m / \delta U$ раз на вход амплитудного детектора (см.

кривую 1 рис. 9, в) на его выходе будем иметь почти то же, что и при подаче синусоиды (см. кривую 2 рис. 9, в).

Общий коэффициент стабилизации в системе возрастает в $G_g = \frac{3}{2} \frac{U_m}{\delta U}$ раз, а нелинейные искажения практически не увеличива-

ются. Таким образом, введение предварительной операции ограничения напряжения и амплитудного детектора позволяет в значительной мере преодолеть существующее в низкочастотных автогенераторах противоречие между уровнем нелинейных искажений и стабильностью выходного напряжения. Именно этот путь и принят нами при реализации задающего генератора в калибраторе ГК-12А [15].

Приведенный краткий анализ показывает, что существуют эффективные способы снижения взаимосвязи между достижимыми значениями K_f , $G_{ст}$ и τ_g .

Особо перспективными представляются комбинированные решения. При этом чрезвычайное значение приобретают вопросы «изящности» технических реализаций амплитудно-стабильных автогенераторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Вавилов. Частотные методы расчета нелинейных систем. Л., «Энергия», 1970.
2. М. С. Ройтман. Генератор чисто синусоидального напряжения. Изд. вузов СССР, «Радиоэлектроника», 1967, № 8.
3. М. С. Ройтман. Метод нахождения стационарного решения для автогенератора. Известия ТПИ, т. 231, Томск, изд. ТГУ, 1971.
4. Э. Г. Емельянов, М. С. Ройтман, А. И. Крамнюк. Устройство усиления узкополосного сигнала. Авт. свид. № 293401, бюлл. № 2, 1971.
5. Ю. К. Рыбин, М. С. Ройтман. РС-усилители с повышенной добротностью и малыми нелинейными искажениями. Сб. «Избирательные системы с обратной связью». Вып. II, Таганрог, 1973.
6. М. С. Ройтман, Ю. К. Рыбин, В. И. Чуфистов. Амплитудно-стабильный генератор синусоидального напряжения. Изв. ТПИ, т. 270, Томск, изд. ТГУ, 1972.
7. М. С. Ройтман. Амплитудно-стабильные электронные генераторы. «Автометрия», 1969, № 1.
8. М. С. Ройтман. Теория фотоэлектрических преобразователей. «Автометрия», 1972, № 1.
9. М. С. Ройтман. Устойчивость генераторов с управляемыми инерционными элементами. Изв. ТПИ, т. 231, Томск, изд. ТГУ, 1971.
10. М. С. Ройтман. Амплитудно-стабильные генераторы с малыми нелинейными искажениями. Изв. вузов СССР, «Радиоэлектроника», 1969, № 12.
11. А. А. Львович. Переходные процессы и автомодуляции в амплитудно-стабильных генераторах с термосопротивлениями. «Электросвязь», 1969, № 5.
12. Н. Н. Федоров. О некоторых паразитных процессах в генераторах колебаний с инерционной нелинейностью в цепи отрицательной обратной связи. Труды МЭИ. Вып. 331, 1956.
13. H. Miedaner. RC-Generator mit zweifacher Amplitudenregelung. Elektronik, N 11, 1971.
14. H. O. Wolcott. Track and hold servocontrol circuit. Патент США 3.382.461, 1968.
15. Ю. М. Фомичев, Ю. Н. Варакута, Ю. Г. Свинолупов. Генератор-калибратор ГК-12А. В настоящем сборнике.