

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

УДК 621.373.421

М. С. РОЙТМАН

(Томск)

АМПЛИТУДНО-СТАБИЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Метрологические характеристики целого ряда измерительных устройств переменного тока (компенсаторов, неуравновешенных мостов, калибраторов и т. д.) в значительной степени определяются стабильностью выходного напряжения генератора. Именно поэтому на II Всесоюзной конференции по перспективным направлениям развития электроприборостроения (июнь 1965 г.) одной из первоочередных ставилась задача «разработки стабильных источников переменного тока широкого диапазона частот». Актуальность задачи подчеркивалась и на VIII Всесоюзной конференции по автоматрии (сентябрь 1966 г.). Естественно, что вопросам построения стабильных генераторов переменного тока посвящено много работ. Настоящая статья является попыткой провести краткий обзор по стабилизированным электронным генераторам синусоидального напряжения.

Все генераторы можно разделить на три группы: 1) генерирующие почти синусоидальное напряжение; 2) генерирующие широкий спектр, из которого тем или иным способом выделяется гармоническая составляющая; 3) синтезирующие гармоническое напряжение. Наиболее широко применяемой и многочисленной является первая группа. Генераторы третьей группы в силу их сложности и ограниченности частотного диапазона за редким исключением не нашли применения.

Неотъемлемой частью устройств первой группы является задающий генератор. Его обобщенная функциональная схема дана на рис. 1, где 1 — усилитель с коэффициентом передачи $K(\omega) = K(\omega) e^{j\varphi_y(\omega)}$; 2 и 3 — цепи положительной (ПОС) и отрицательной обратной связи (ООС) с коэффициентами передачи $\beta_n(\omega) = \beta_n(\omega) e^{j\varphi_n(\omega)}$ и $\beta_o(\omega) = \beta_o(\omega) e^{j\varphi_o(\omega)}$.

В общем случае цепи обратной связи могут содержать активные элементы. В конкретных реализациях задающих генераторов цепи отрицательных обратных связей могут отсутствовать (например, во многих LC-генераторах), а функция усиления и цепи положительной обратной связи совмещены (например, в многофазных генераторах [1, 2]). В измерительных генераторах, особенно низкочастотных, как правило, применяется ООС, что позволяет существенно улучшить их метрологические характеристики [1, 3].

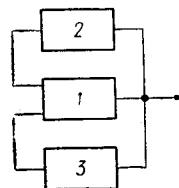


Рис. 1.

Система, приведенная на рис. 1, будет генерировать на частотах, для которых выполняются общеизвестные условия баланса амплитуд

$$|K(\omega) [\beta_n(\omega) - \beta_o(\omega)]| = |K(\omega) z(\omega)| \geq 1 \quad (1)$$

и фаз [3]

$$\varphi_y(\omega) + \varphi_z(\omega) = 2n\pi. \quad (2)$$

В случае, когда соотношения (1) и (2) выполняются только на одной, определенной частоте (это означает, что минимум одна из цепей частотозависима), генерируется почти синусоидальное напряжение. Коэффициент нелинейных искажений определяется нелинейностью обратной связи и нелинейными искажениями усилителя 1. Коэффициенты гармоник генератора, при условии линейности ОС для мгновенных значений напряжения, определяются выражением

$$k_{гн} \approx \frac{k_{ny}}{1 + K(n\omega) \beta_o(n\omega)} \frac{1}{\left| 1 - \frac{\beta_n(n\omega)}{\beta_o(n\omega)} \right|} = k_{н св} \frac{1}{\left| 1 - \frac{\beta_n(n\omega)}{\beta_o(n\omega)} \right|}, \quad (3)$$

где k_{ny} , $k_{н св}$ — коэффициент гармоник усилителя соответственно без ООС и при введении ООС; $\beta_o(n\omega)$, $\beta_n(n\omega)$ — коэффициенты передачи цепей ОС для n -й гармоники.

Из (3) видно, что нелинейные искажения генератора, реализованного по функциональной схеме рис. 1, не могут быть меньше, чем у усилителя, охваченного только ООС. Другими словами, введение положительной обратной связи всегда увеличивает нелинейные искажения. Эквивалентная добротность цепей обратной связи генератора для схем с совместным воздействием ООС и ПОС равна*:

$$Q_{п. экв} \approx K \beta_n Q_{п} \left| \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_{экв. вых}} \right|; \quad (4)$$

$$Q_{о. экв} \approx (K \beta_n - 1) Q_o \left| \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_{экв. вых}} \right|, \quad (5)$$

где $Q_{п}$, Q_o — добротность самих цепей ОС; $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя; $Z_{экв. вых}$ — эквивалентное сопротивление выхода цепей ОС.

Если β_n и β_o от напряжения не зависят, то ограничение величины амплитуды колебаний будет происходить только за счет нелинейности усилителя. Следствием этого являются значительные искажения генератора и весьма низкая стабильность выходного напряжения [4]. Из рассмотрения выражений (1) следует, что стабилизация выхода может осуществляться путем автоматического воздействия на любую из величин (K , β_n или β_o) или соответствующего включения в любую цепь элемента с резко выраженной нелинейностью. Последнее в узкодиапазонных LC-генераторах позволяет получать простые и довольно эффективные технические решения [5].

* Здесь и далее будем подразумевать, что усилитель является широкополосным и на частоте генерации $Ke^{j\varphi_y} = K$; $\beta_n(\omega)_o \approx \beta_n$; $\beta_o(\omega_o) = \beta_o$ и $Z_{вх} = R_{вх}$. Заметим, что нестабильность частоты от различных дестабилизирующих факторов, кроме тех, которые влияют непосредственно на частотную характеристику цепи обратной связи, обратно пропорциональна эквивалентной добротности.

Создание высококачественных опорных диодов существенно увеличило возможности и улучшило метрологические характеристики таких генераторов [6 и др.]. При сравнительно простой реализации они могут обладать долговременной нестабильностью 0,2—0,3% при $k_f = (0,2 \div 0,5)\%$. Эти генераторы могут быть рекомендованы для питания различных измерительных схем, работающих на фиксированных частотах. При создании диапазонных LC-генераторов, стабилизированных опорными диодами, следует иметь в виду ряд обстоятельств. Во-первых, с изменением частоты меняется резонансное сопротивление контура и, следовательно, величина запаса самовозбуждения, что приводит к изменениям выходного напряжения и увеличению нелинейных искажений. Для устранения или хотя бы уменьшения указанного фактора следует вводить в контур вспомогательные регулировочные элементы, позволяющие добиться меньших изменений в частотном диапазоне резонансного сопротивления. Вторым недостатком является трудность создания больших регулируемых реактивностей. Применение же вариометров с магнитопроводом нежелательно из-за резкого возрастания нелинейных искажений. Частотный диапазон сверху ограничен емкостью $p-n$ перехода опорных диодов (она равна 100—400 пф), ее резко выраженной нелинейностью и переходными процессами в диодах. Правда, в [7] сообщается о создании новых высокочастотных опорных диодов со сварными $p-n$ переходами, способных работать в диапазоне частот до 10 МГц.

В RC-генераторах осуществлять стабилизацию выходного напряжения за счет применения нелинейных элементов или путем регулирования усиления активного элемента нежелательно, ибо это увеличивает искажения генератора или приводит к необходимости значительного усложнения схемы. В 1939 году в [8] было предложено для стабилизации амплитуды генератора и одновременно улучшения формы кривой напряжения использовать инерционный нелинейный элемент (ИНЭ)*. Такой элемент (полупроводниковый термистор или металлическое термосопротивление) является линейным для мгновенных значений переменного напряжения при условии, что его постоянная времени $\tau_{н.э} \gg \frac{1}{\omega}$, и нелинейным для действующего значения. Генератор с ИНЭ представляет собой статическую систему стабилизации $U_{\text{вых}}$. Нестабильность $U_{\text{вых}}$ равна

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{\Delta \beta_n + \Delta \beta_0}{d\beta/dU_{\text{вых}} \cdot U_{\text{вых}}} + \frac{1}{K_{\text{ст}}} \frac{\Delta K}{K},$$

где $\Delta \beta_n$, $\Delta \beta_0$ — нестабильности цепей обратной связи; $K_{\text{ст}}$ — коэффициент стабилизации системы; $\frac{\Delta K}{K}$ — относительная нестабильность усилителя.

Для генераторов, собранных по функциональной схеме, приведенной на рис. 2, коэффициент стабилизации при включении ИНЭ в цепи составляет:

а) для положительной ОС**

$$K_{\text{ст}} \approx (k\beta_0 + 1)(1 - \beta_0) \frac{dR/R}{dU_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}} \left| \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + Z_{\text{экв.вх}}} \right|, \quad (6)$$

* Работу генераторов с инерционной нелинейностью впервые подробно рассмотрел К. Ф. Теодорчик [9 и др.].

** Приводимые выражения для эквивалентной добротности и коэффициентов стабилизации несколько отличны от аналогичных формул в [1]: значения K и $R_{\text{вх}}$ должны определяться с учетом местной обратной связи в усилителе.

б) для отрицательной ОС

$$K_{ст} \approx \left(K - \frac{1}{\beta_n} \right) \beta_o (1 - \beta_o) \frac{dR/R}{dU_{вых}/U_{вых}} \left| \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_{экр. вых}} \right|. \quad (7)$$

Если ИНЭ включен в плечо bd и его вольтамперная характеристика аппроксимируется функцией $U_d = aI^m$, то

$$K_{ст} \approx \left(K - \frac{1}{\beta_n} \right) \beta_o (1 - \beta_o) \frac{m-1}{1 + (m-1)\beta_o} \left| \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_{экр. вых}} \right|. \quad (8)$$

Заметим, что большинство генераторов звуковых частот, и в частности широкоприменяемые генераторы с мостом Вина, строятся по приведенной функциональной схеме (см. рис. 2).

Значение коэффициента стабилизации будет максимальным при

$$\beta_{o.опт} = \frac{1}{m+1} (\sqrt{m+2} - 1).$$

С изменением степени нелинейности m от 1,5 до 4 значение $\beta_{o.опт}$ меняется всего от 0,35 до 0,3, т. е. практически совпадает со значением β_o для генераторов с мостом Вина.

Сравнительно легко достижимы глубины обратной связи $K\beta_o = 100 \div 300$. При таких значениях $K\beta_o$ и применении высокостабильных пассивных элементов изменение $U_{вых}$ в основном определяется нестабильностью ИНЭ*.

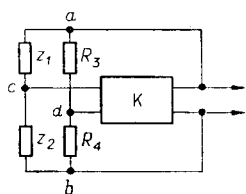


Рис. 2.

Именно последним фактором и обуславливается потенциально достижимая стабильность генератора. Отсюда ясно, сколь велико значение вопроса по созданию ИНЭ с высокой стабильностью характеристик. Максимальную стабильность из всех существующих инерционных элементов имеют металлические термосопротивления, в качестве которых обычно используются маломощные лампочки накаливания [10]**.

Основным фактором, препятствовавшим широкому применению в генераторах лампочек накаливания и одновременно существенно снижавшим метрологические свойства генераторов, было значительное потребление лампочкой мощности [12]. В связи с созданием у нас в стране высоконадежных лампочек накаливания с весьма малым потреблением (типа НСМ 6×20) [13] указанное препятствие в значительной мере устранено.

К сожалению, серийно выпускаемые лампочки (типа НСМ 6×20) обладают значительной чувствительностью к вибрациям. Основной причиной этого, как показали исследования, является наличие промежуточной поддерживающей нить траверсы. Экспериментальная проверка опытных образцов лампочек с несколько измененной конструкцией показала, что за 8 часов непрерывной работы изменение сопротивления не превышает 0,1%. Встречаются образцы и со значительно лучшей стабильностью.

Постоянная времени лампочек резко нелинейна и для НСМ 6×20 [14] может быть аппроксимирована $\tau_d \approx \frac{1}{P^{3/4}}$, где P — мощность, вы-

* Сказанное справедливо на низких и средних частотах. Эффективность ОС на высоких частотах резко снижается.

** В ряде работ (например, в [11]) встречается утверждение о целесообразности применения в генераторах термисторов, поскольку у них выше степень нелинейности m . Это утверждение можно считать верным только при незначительных величинах $K\beta$, когда основной вклад в нестабильность вносится усилителем.

деляемая в лампочке, в мвт. В области наиболее оптимальной для работы генератора $\tau_n = 50 \div 100$ мсек.

Коэффициенты гармоник напряжения в области нижних частот из-за конечного значения τ_n равны

$$k_{2r} + k_{3r} \approx \frac{\alpha R_3}{8 \left[1 + \frac{\alpha}{4} \left(\frac{R_n - R_3}{R_n + R_3} \right) \right] (R_n + R_3) \sqrt{1 + (2\omega \tau_n)^2}} \left(\frac{8I_0}{I_{\sim}} + 1 \right) \approx \frac{\alpha R_3}{8 (R_3 + R_n) \sqrt{1 + (2\omega \tau_n)^2}} \left(\frac{8I_0}{I_{\sim}} + 1 \right), \quad (9)$$

где $\alpha \approx 1,2$ — коэффициент нелинейности функции $R_n = AT^a$; R_n — сопротивление лампочки; A — постоянная; T — температура тела накала лампочки в $^{\circ}K$; $R_3 \approx R_3 + R_i$; R_i — выходное сопротивление генератора ($R_i \ll |z_1 + z_2|$); I_0 , I_{\sim} — постоянная и переменная составляющие тока через лампочку (R_4).

Из (9) следует целесообразность исключения постоянной составляющей тока. Однако с точки зрения максимальной неизменности выходного напряжения желательно, чтобы через лампочку протекало определенное значение постоянного тока.

Если между относительной нестабильностью коэффициента усиления из-за колебаний питающего напряжения U и относительным изменением постоянной составляющей тока существует однозначная связь $\frac{dK/K}{dI_0/I_0} = B$, то при некотором отношении I_0 к I_{\sim} можно добиться инвариантности генератора к изменениям U . Это отношение найдем из равенства

$$\frac{dK}{K} = b \frac{dI_0}{I_0} = \left(K - \frac{1}{\beta_n} \right) \beta_0 (1 - \beta_0) \left| \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_{экв. вх}} \right| \frac{dR_4}{R_4} = \left(K - \frac{1}{\beta_n} \right) \beta (1 - \beta_0) \left| \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_{экв. вх}} \right| (n - 1) \frac{dI_d}{I_d},$$

где I_d — действующее значение тока через лампочку;

$$I_d = \sqrt{I_0^2 + I_{\sim}^2};$$

$$\frac{I_0}{I_d} \approx \frac{I_0}{I_{\sim}} = \sqrt{\frac{b}{\left(K - \frac{1}{\beta_n} \right) \beta_0 (1 - \beta_0) (n - 1) \left| \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_{экв. вх}} \right|}}.$$

По долговременной стабильности маломощные лампочки накаливания уступают опорным диодам. Но при необходимости работы в широком диапазоне частот и малых нелинейных искажениях лампочкам следует отдавать предпочтение.

В общем случае электронный генератор синусоидальных колебаний со стабилизированным выходом состоит из ряда узлов и строится по функциональной схеме, приведенной на рис. 3, где 1 — задающий генератор; 2 — промежуточный многополюсник (усилитель напряжения или делитель); 3 — усилитель мощности; 4 — измерительно-преобразующее устройство ИП; a' , b' , c' — возможные пути стабилизации выхода задающего генератора; a , b , c , d — возможные пути стабилизации выхода всего генератора.

В предельно простой технической реализации узлы 3 и 4 могут отсутствовать, а 1 и 3 — совмещены. Подобный генератор описан в [6]. В нем стабилизация выходного напряжения достигается включением в цепь отрицательной обратной связи маломощной лампочки накаливания, фактически выполняющей функции измерительно-преобразующего устройства (связи a' и a становятся тождественными). Почти столь же простыми являются генераторы, в которых отсутствуют звено 2 и связи a' , b' , c' , b , d , а звено 4 выражено в неявном виде. Примерами такого решения могут служить генераторы [15, 16], к выходу которых подключен подогрев термистора ТКП, а сам термистор включен в цепь ООС задающего генератора. Вместо термистора с косвенным подогревом могут применяться фотоэлектрические преобразователи (ФП) на базе маломощных лампочек накаливания и фотосопротивлений [17, 18] или другие инерционные управляемые элементы (УЭ) с гальванически развязанными цепями. Коэффициент стабилизации выходного напряжения может быть найден по формуле (7). В связи с большой инерционностью термисторов

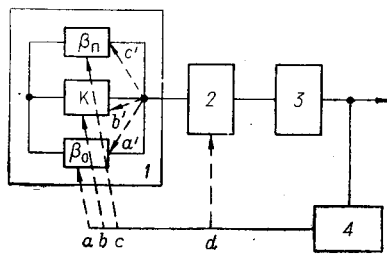


Рис. 3.

с косвенным подогревом (у наименее инерционного ТКП-300 $\tau \geq 17$ сек) и значительным температурным коэффициентом сопротивления предпочтению следует отдавать ФП. К сожалению, фотосопротивления ФСК, СФ2-2, СФ3-2 обладают заметным эффектом «дыхания», заключающимся в том, что после включения сопротивление R_f медленно увеличивается, а после выключения возвращается к исходному значению. Вследствие указанного фактора изменение выходного напряжения составляет 0,1—0,2% за 1 ч. Новые фотосопротивления (СФ2-5 и опытные) обладают существенно меньшей (примерно на порядок) приведенной нестабильностью.

Генераторы с УЭ имеют ряд достоинств: значительно большая свобода в схемном и конструктивном выполнении генератора, возможность стабилизации напряжения на элементе внешней цепи (например, на выходе трансформатора питания измерительной схемы), возможность стабилизации выходного тока. Последнее вообще недостижимо для генераторов с ИНЭ.

Генераторы, в которых стабилизация напряжения осуществляется путем изменения коэффициента передачи одного из звеньев (связи v , b' , d), принято называть генераторами с АРУ. Первые электронные генераторы с АРУ были предложены в 1933—1934 гг. [19, 20]. Генераторы с АРУ, в которых используется только связь d , можно рассматривать и как сочетание генератора со стабилизатором напряжения [21, 22]. Вопросы теории таких генераторов рассмотрены в ряде работ, основной из которых является [23].

В большинстве случаев практических реализаций АРУ осуществляется регулировкой рабочей точки активных элементов (ламп, транзисторов) [24]. В высокочастотных LC-системах такой путь вполне оправдан, а в RC-системах он приводит или к повышенным нелинейным искажениям, или к усложнению генератора. Поэтому при необходимости обеспечения малых нелинейных искажений желательнее АРУ осуществлять так, чтобы не вносить дополнительные искажения, т. е. использовать линейные для мгновенных значений напряжения управляемые элементы [17].

Генераторы, выполненные по функциональной схеме рис. 3, представляют собой статическую систему авторегулирования $U_{\text{вых}}$. Погрешность статизма определяется нестабильностью звеньев и петлевым усилением (коэффициентом усиления вдоль петли обратной связи). Получение больших глубин ОС представляет значительные трудности, ибо связано с возможной потерей устойчивости. Поэтому уменьшение погрешности статизма достигается принятием мер по стабилизации звеньев генератора и применением двух и более петель местной ОС (например, связи d и одной из a' , b' или c'). Потенциальная стабильность генератора в этом случае обуславливается метрологическими характеристиками ИП. Отметим, что при наличии нелинейных искажений генератора принципиальное значение приобретает вопрос о том, по какому значению осуществляется стабилизация — действующему, среднему или амплитудному. В случае малой величины k_f указанное различие становится не столь существенным и первостепенное значение приобретает стабильность ИП, ибо оно в конечном счете определяет постоянство напряжения на выходе генератора.

В настоящее время в ИП стабильных генераторов используются конверторы и опорные диоды [25—28]. За счет высокостабильных опорных диодов удалось свести нестабильность генераторов к величине порядка 0,005—0,01% [28—30], правда, в диапазоне частот ниже 20 кГц.

Частотный диапазон можно резко расширить при применении в ИП дифференциального компаратора действующих напряжений, включенного в цепь ООС [31—33].

К сожалению, существующие прецизионные генераторы, сравнительно сложны, что обусловлено прежде всего ИП и системой автостабилизации напряжения. Поэтому важной задачей является создание широкодиапазонных измерительных преобразователей, позволяющих получить возможно более простые амплитудно-стабильные генераторы.

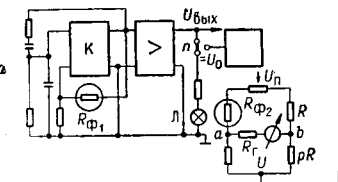
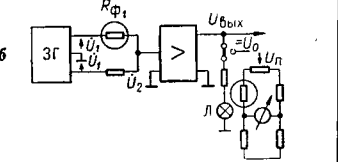
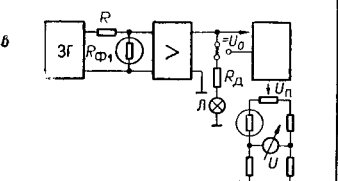
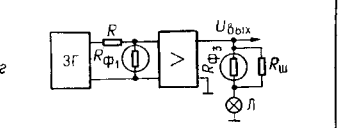
Весьма перспективными, по нашему мнению, являются фотоэлектрические преобразователи, имеющие ряд достоинств, и в частности большой коэффициент передачи (у ФП на лампочке НСМ 6×20 и фотосопротивлении СФ2-5 в зависимости от рабочей точки

$$k_u = \frac{\Delta R_{\phi}/R_{\phi}}{\Delta U_n/U_n} = 5 \div 30; \quad k_i = 8 \div 50 = \left(\frac{\Delta R_{\phi}/R_{\phi}}{\Delta I_n/I_n} \right).$$

Некоторым подтверждением сказанного могут служить приведенные в таблице варианты построения амплитудно-стабильных генераторов с контролируемой величиной выходного напряжения. Лампочка Л освещает два фотосопротивления: R_{ϕ_1} , осуществляющее стабилизацию $U_{\text{вых}}$, и R_{ϕ_2} , являющееся плечом мостовой измерительной цепи, которая совместно с электроизмерительным прибором U образуют указатель уровня выходного напряжения генератора [34]. Напряжение U_{ab} на электроизмерительном приборе U равно

$$U_{ab} \approx U_n \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \frac{p}{(p+1)^2} \frac{\Delta R_{\phi}/R_{\phi}}{d U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}} \frac{R_r}{R_{ab} + R_r}.$$

Отклонению $\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = 0,01\%$ соответствует $U_{ab \text{ хх}} = 2 \div 5 \text{ мВ}$. Калибровка указателя проводится подключением цепи лампочки Л к источнику постоянного опорного напряжения U_0 . Наличие встроенной системы контроля $U_{\text{вых}}$ позволяет гарантировать длительную стабильность напряжения. Для резкого увеличения коэффициента стабилизации в фотоэлектрический преобразователь можно включить третье фотосопротивление R_{ϕ_3} и ввести местную положительную обратную связь (рис. 4, 2 табли-

Структурная схема амплитудно-стабильного генератора (рис. 4)	Коэффициент стабилизации	Примечание
	$K_{ст} \approx K_i \frac{R_d/R_d + 1}{R_d/R_d + m} \left(K - \frac{1}{\beta_n} \right) \times \beta_o (1 - \beta_o)$	Затруднительно обеспечение устойчивости при малых нелинейных искажениях задающего генератора
	$K_{ст} \approx K_i \frac{R_d/R_d + 1}{R_d/R_d + m} \frac{U_1}{2 U_2}$	Искажения, обусловленные нелинейностью $R_{\Phi 1}$, возрастают в $\frac{U_1}{2 U_2}$ раз
	$K_{ст} \approx K_i \frac{R_d/R_d + 1}{R_d/R_d + m} \frac{R}{R_{\Phi} + 1}$	—
	$K_{ст} \approx K_i \frac{1}{1 - K_n} \frac{R}{R_{\Phi} + 1}$	Недостаточная временная стабильность $R_{\Phi 1}$ приводит к изменениям выходного напряжения

цы). К сожалению, еще недостаточная временная стабильность существующих ФС не позволяет эффективно использовать указанную возможность.

Примером конкретной реализации *LC*-генератора с контролируемым выходом может служить схема, данная на рис. 5. С целью получения требуемой мощности и минимальных нелинейных искажений тока генератор построен на базе симметричного двухтактного усилителя на двух лампах типа 6Э5П. Работа ламп на линейном участке и одновременно стабилизация выходного напряжения достигаются применением инерционной отрицательной обратной связи по действующему значению (лампочка накаливания НСМ 6×20 и фоторезистор СФ2-5 в цепи ОС). Для контроля напряжения генерации в фотозлектрический преобразователь вводится второе фотосопротивление, которое включается в мостовую измерительную цепь, образуя индикатор отклонения выходного напряжения от установленной величины. Калибровка указателя выхода осуществляется переключением лампочки на опорный источник постоянного напряжения U_0 .

Таким образом, схема рис. 5 является предельно простой реализацией генератора-калибратора. В нем в одном узле совмещены функции задающего генератора, усилителя мощности, системы стабилизации напряжения и индикации его нестабильности. К сожалению, вышеописанная схема устойчива лишь при определенных соотношениях параметров, причем зона устойчивости сравнительно узка. За пределами этой зоны наблюдается прерывистая генерация.

Для резкого увеличения устойчивости* к катодам ламп подключается ИНЭ (маломощные лампочки накаливания). Верхняя граничная частота генератора обуславливается шунтированием управляющего сопротивления R_{ϕ} входной емкостью усилителя.

Генераторы второй группы представляют собой генераторы прямоугольного тока (напряжения) в сочетании с резонансной системой (избирательным усилителем) или с системой компенсации гармоник. К достоинствам таких генераторов следует отнести возможность получения большого к.п.д. (ключевой режим работы активных элементов) и стабильности выходного напряжения без применения системы автоподстройки. Интересное и довольно эффективное решение подобного генератора дано в [36]. Усилительный каскад, работающий в ключевом режиме, и два контура подавления гармоник охвачены общей положительной обратной связью. На фиксированной частоте 80 гц нестабильность амплитуды 0,02% и нелинейные искажения ниже 0,005%. Однако при обеспечении малых нелинейных искажений в диапазоне частот (особенно низкочастотном) генераторы второй группы становятся излишне сложными.

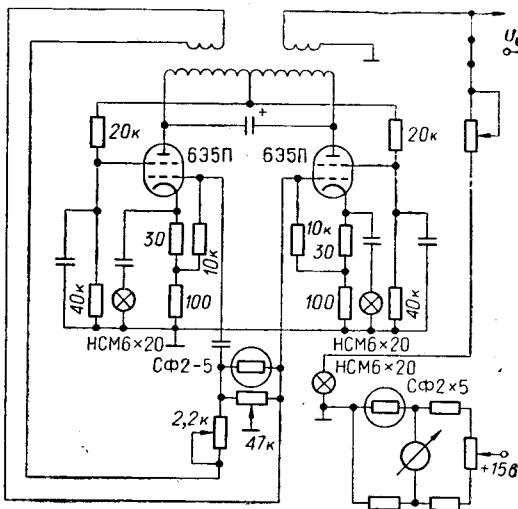


Рис. 5.

ЛИТЕРАТУРА

1. Э. О. Сааков. Теория и расчет избирательных RC-систем. Госэнергоиздат, 1954.
2. Б. П. Асеев. Фазовые соотношения в радиотехнике. М., Связьиздат, 1959.
3. В. Г. Криксунов. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. Киев, Гостехиздат УССР, 1958.
4. И. М. Капчинский. Методы теории колебаний в радиотехнике. М., Госэнергоиздат, 1954.
5. Е. Г. Момот. Генераторы с шунтирующим диодом. М., Госэнергоиздат, 1959.
6. М. С. Ройтман, А. А. Лобанов. Генераторы со стабилизированным выходом.— Автометрия, 1968, № 5.
7. Кацуу Кимура. Новые высокочастотные опорные диоды и схемы с их использованием.— Электроника, 1962, № 42.
8. F. Terman, R. Buss, W. Hewlett. Some applications on Negative Feedback with Practical Reference to Laboratory Equipment.— PIRE, 1939, v. 27, № 10.
9. К. Ф. Теодорчик. Автоколебательные системы с инерционной нелинейностью.— ЖТФ, 1946, вып. 7.
10. Л. А. Синицкий. Некоторые вопросы расчета и применения нелинейных цепей в измерительной технике. Автореф. дисс. Львов, 1954.
11. Franciszek Kaminski. Wplyw opornosci nieliniowej na staloso napiecia generatora mostkowego.— Prace Inst. Tele-i radiotechn., 1960, № 1.

* Ограниченность объема статьи не позволяет рассматривать вопросы устойчивости амплитудно-стабильных генераторов. Наиболее полно устойчивость генераторов с полупроводниковыми термисторами анализируется в докторской диссертации А. А. Львовича [35]. Устойчивость генераторов с УЭ еще никем подробно не рассматривалась.

12. А. М. Туричин, П. В. Новицкий. Проволочные преобразователи и их техническое применение. М., Госэнергоиздат, 1957.
13. С. М. Вугман. Конструирование миниатюрных электрических ламп накаливания, вып. 1. Саранск, ВНИИС, 1965.
14. М. С. Ройтман, Э. И. Цимбалист, А. И. Лысов. Фотоэлектрический преобразователь как управляющий элемент электрической цепи.—ИВУЗ, Приборостроение, 1966, № 6.
15. М. С. Ройтман. Некоторые вопросы повышения точности тензометрической установки. Доклады Томской гор. научно-техн. конф. Томск, Изд-во ТГУ, 1959.
16. М. С. Ройтман, Э. И. Цимбалист, Н. П. Фефелов, В. Я. Сурьян. Низкочастотный амплитудно-фазовый анализатор для исследования связей между характером спектра сигнала и твердостью ферромагнитных материалов.—Изв. ТПИ, 1966, т. 141.
17. М. С. Ройтман. Применение фотосопротивлений для стабилизации напряжения.—Труды II конференции по автоматрии. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1962.
18. М. С. Ройтман, Э. И. Цимбалист, Б. А. Перминов, Н. П. Фефелов. Лампочка накаливания и фотосопротивление как элемент электрической цепи.—Изв. ТПИ, 1966, т. 141.
19. L. V. Arguimbau. An oscillator having a linear operating characteristics.—PIRE, 1934, January.
20. Y. Groszkowski. Oscillator with automatic control of regeneration.—PIRE, 1934, January.
21. А. М. Иллюкович, Б. Р. Шульман. Стабилизаторы и стабилизированные источники питания переменного тока. М., «Энергия», 1964.
22. А. М. Иллюкович, Б. Р. Шульман. Стабилизаторы и стабильные источники переменного тока в измерительной технике.—Измерительная техника, 1962, № 2.
23. А. А. Львович. Амплитудно-стабильные генераторы с АРУ.—Радиотехника, 1960, т. 15, № 4.
24. Д. Д. Воейков, Л. Н. Герцигер, К. К. Князев, И. А. Лившиц, А. Я. Эссексон. Конструирование низкочастотных генераторов. Л.—М., «Энергия», 1964.
25. Б. И. Швецкий. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1964.
26. H. Galman. Average value transfer standard.—Instruments and Control Systems, 1963, № 1.
27. J. Mangoe. Precision A. C. Supplies.—Instruments and Control Systems, 1961, № 12.
28. P. Richman. A New Absolute A. C. Voltage Standard. Session 26.—IEEE Record of convention held. 1963, March.
29. Абсолютный стандарт напряжения переменного тока типа 150. Проспект фирмы. Weston Instruments Inc. [б. г.].
30. P. Richman. The application of electronics to instruments for Standards and Calibration TEE.—Internat. Con. Rec., 1964, 12, № 8.
31. М. С. Ройтман, Э. И. Цимбалист, Ю. М. Фомичев. Стабильный источник калиброванного переменного напряжения.—Автометрия, 1968, № 3.
32. М. С. Ройтман, Э. И. Цимбалист, Ю. М. Фомичев. Устройство для получения стабильного и калиброванного по действующему значению синусоидального напряжения. Авт. свидетельство № 196114.—ИПОТЗ, 1967, № 11.
33. М. С. Ройтман, Ю. М. Фомичев, Э. И. Цимбалист. Образцовый источник калиброванного переменного напряжения ГК-4.—Изв. ТПИ, 1968, т. 171.
34. М. С. Ройтман. Индикатор отклонения напряжения от установленной величины. Авт. свидетельство № 132329.—Бюллетень изобретений, 1960, № 10.
35. А. А. Львович. Вопросы теории и практики амплитудной стабилизации высокочастотных электрических колебаний. Автореф. докт. диссертации. Л., ЛЭИС, 1967.
36. G. Klein, J. Zaalberg van Zels. A low-frequency oscillator with very low Distortion Under Non-Linear Loading.—Philips technical Review, 1963, v. 25.

*Поступила в редакцию
15 декабря 1967 г.,
окончательный вариант —
11 июня 1968 г.*