



## ФАЗОВАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В НЕАВТОНОМНЫХ СИСТЕМАХ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

*В.В. Рапин*

Изучается неавтономная система последовательно соединенных одноконтурных  $LC$ -автогенераторов, синхронизированных на основном тоне с общей фазовой обратной связью. Показано, что при определенных условиях появляется аналогия динамических процессов, происходящих в такой системе, с процессами в системе фазовой автоподстройки частоты. Предложен метод ее анализа, базирующийся на введенных понятиях обобщенных нормированной расстройки и фазовой характеристики.

### Введение

Автогенераторы и их системы в режиме синхронизации находят широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре [1-5]. Они могут выполнять разнообразные функции и в радиотехнике используются, например, в качестве усилителей и демодуляторов амплитудно-модулированных, частотно-модулированных и модулированных по фазе сигналов, фазовых корректоров, нелинейных следящих фильтров, а также применяются для синтеза и стабилизации частоты. В информационно-измерительной технике синхронизированные на основном тоне одноконтурные  $LC$ -автогенераторы и некоторые их системы известны под названием фазогенераторных преобразователей и имеют большое значение, поскольку чувствительность их, как указано в [6], на два порядка превышает чувствительности мостового и резонансного преобразователей. Они часто являются наиболее эффективными, а иногда и единственными, обеспечивающими требуемые характеристики. Однако потенциальные возможности синхронизированных автогенераторов не исчерпаны. Одним из факторов, сдерживающих их реализацию, является отсутствие новых технических предложений. Использование обратной связи, как правило, всегда приводит к улучшению показателей различных устройств и даже к их новым свойствам. Поэтому представляется целесообразным введение в систему синхронизированных автогенераторов фазовой обратной связи, поскольку фаза колебаний является важнейшим параметром синхронизированного автогенератора. Таким образом, целью статьи является исследование влияния фазовой обратной связи на характеристики неавтономной системы последовательно соединенных одноконтурных



## ФАЗОВАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В НЕАВТОНОМНЫХ СИСТЕМАХ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

*В.В. Рапин*

Изучается неавтономная система последовательно соединенных одноконтурных  $LC$ -автогенераторов, синхронизированных на основном тоне с общей фазовой обратной связью. Показано, что при определенных условиях появляется аналогия динамических процессов, происходящих в такой системе, с процессами в системе фазовой автоподстройки частоты. Предложен метод ее анализа, базирующийся на введенных понятиях обобщенных нормированной расстройки и фазовой характеристики.

### Введение

Автогенераторы и их системы в режиме синхронизации находят широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре [1-5]. Они могут выполнять разнообразные функции и в радиотехнике используются, например, в качестве усилителей и демодуляторов амплитудно-модулированных, частотно-модулированных и модулированных по фазе сигналов, фазовых корректоров, нелинейных следящих фильтров, а также применяются для синтеза и стабилизации частоты. В информационно-измерительной технике синхронизированные на основном тоне одноконтурные  $LC$ -автогенераторы и некоторые их системы известны под названием фазогенераторных преобразователей и имеют большое значение, поскольку чувствительность их, как указано в [6], на два порядка превышает чувствительности мостового и резонансного преобразователей. Они часто являются наиболее эффективными, а иногда и единственными, обеспечивающими требуемые характеристики. Однако потенциальные возможности синхронизированных автогенераторов не исчерпаны. Одним из факторов, сдерживающих их реализацию, является отсутствие новых технических предложений. Использование обратной связи, как правило, всегда приводит к улучшению показателей различных устройств и даже к их новым свойствам. Поэтому представляется целесообразным введение в систему синхронизированных автогенераторов фазовой обратной связи, поскольку фаза колебаний является важнейшим параметром синхронизированного автогенератора. Таким образом, целью статьи является исследование влияния фазовой обратной связи на характеристики неавтономной системы последовательно соединенных одноконтурных

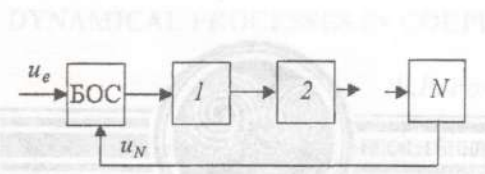


Рис. 1. Функциональная схема системы синхронизированных автогенераторов. БОС - блок обратной связи; 1, 2, ..., N - автогенераторы

LC-автогенераторов, синхронизированных на основном тоне (рис. 1).

### Формирование фазовой обратной связи

Допустим, что внешний сигнал синхронизации описывается выражением  $u_e = A_e \cos(\omega_c t + \varphi_0)$ , а сигналы автогенераторов имеют вид  $u_j = A_j \cos(\omega_c t + \varphi_j)$ ,  $1 \leq j \leq N$ , где  $j$  - порядковый номер автогенератора, а  $N$  - их количество. Сигнал последнего автогенератора  $u_N = A_N \cos(\omega_c t + \varphi_N)$  является сигналом обратной связи и используется для формирования сигнала синхронизации первого автогенератора в блоке обратной связи, состоящем из устройства возведения в квадрат, разделительной цепи и умножителя. Для этого внешний сигнал синхронизации возводится в квадрат, постоянная составляющая устраняется, оставшийся член перемножается с сигналом обратной связи. В итоге получаем  $1/2 A_e^2 \cos(2\omega_c t + 2\varphi_0) A_N \cos(\omega_c t + \varphi_N) = 1/4 A_e^2 A_N [\cos(3\omega_c t + 2\varphi_0 + \varphi_N) + \cos(\omega_c t + 2\varphi_0 - \varphi_N)]$ . Выходное напряжение умножителя преобразуется в ток, который совместно с током усилительного элемента подается в контур. Третья гармоническая составляющая устраняется и колебания синхронизируются первой гармоникой  $i_{1c} = I_{1c} \cos(\omega_c t + \psi_1)$ , где  $\psi_1 = 2\varphi_0 - \varphi_N$ . Колебания в других автогенераторах также синхронизируются токами, поступающими в их контуры,  $i_{jc} = I_{jc} \cos(\omega_c t + \psi_j)$ , где  $\psi_j = \varphi_{j-1}$ .

### Математическая модель системы синхронизированных автогенераторов

Допустим, для определенности, что исследуемая система содержит автогенераторы с трансформаторной обратной связью (рис. 2). Это ограничение, как известно, не является существенным и полученные результаты могут быть использованы в случае других схем одноконтурных автогенераторов. Нелинейные характеристики их безынерционных усилительных элементов аппроксимируются в общем случае полиномом четвертой степени  $i = a_{j0} + a_{j1} u_{jd} + a_{j2} u_{jd}^2 + a_{j3} u_{jd}^3 + a_{j4} u_{jd}^4$  (для режима колебаний второго рода с помощью метода, предложенного в [7]), где  $u_{jd} = u_j + u_{j0}$ ,  $u_{j0}$  - фиксированное смещение, а  $u_j$  - напряжение положительной обратной связи на входе усилительного элемента, оно же - сигнал автогенератора. Тогда система синхронизированных автогенераторов описывается уравнениями

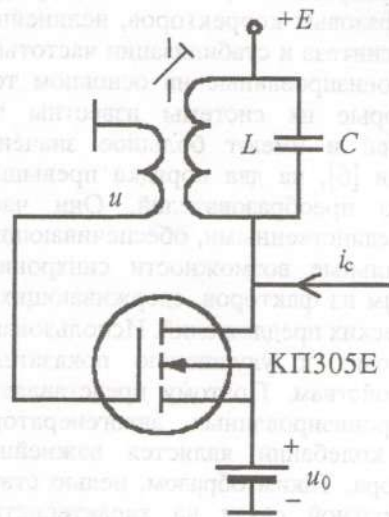


Рис. 2. Принципиальная схема автогенератора

$$d^2 u_j / dt^2 - \epsilon_j \omega_{0j} (1 - 2\beta_j u_j - 3\gamma_j u_j^2 - 4\delta_j u_j^3) du_j / dt + \omega_{0j}^2 u_j = k_j R_j \delta_j \omega_{0j} di_{jc} / dt,$$

где  $\epsilon_j = \delta_j \alpha_j$  - малый параметр;  $\alpha_j = (k_j R_j \alpha_{j0} - 1)$ ;  $\beta_j = \beta_{j0} / \alpha_{j0}'$ ;  $\gamma_j = \gamma_{j0} / \alpha_{j0}'$ ;  $\delta_j = \delta_{j0} / \alpha_{j0}'$ ;  $\delta_{j0} = a_{j4}$ ;  $\alpha_{j0} = a_{j1} + 2a_{j2} u_{j0} + 3a_{j3} u_{j0}^2 + 4a_{j4} u_{j0}^3$ ;  $\beta_{j0} = a_{j2} + 3a_{j3} u_{j0} + 6a_{j4} u_{j0}^2$ ;  $\gamma_{j0} = a_{j3} + 4a_{j4} u_{j0}$ ;  $\alpha_{j0}' = -\alpha_{j0} + 1 / (k_j R_j)$ ;  $\delta_j = 1 / Q_j$ ;  $\omega_{0j} = R_j / L_j$ ;  $Q_j$  - резонансная частота контура, его сопротивление, индуктивность и добротность;  $k_j = M_j / L_j$  - коэффициент положительной обратной связи,  $M_j$  - взаимная индуктивность;  $|d\psi/dt| \ll 1$ . Считаем автогенераторы идентичными, а амплитуды и фазы колебаний - медленно меняющимися функциями времени. Используя метод усреднения, получаем модель системы автогенераторов в виде укороченных уравнений

$$dy_j / dt + (\epsilon_j / 2)(y_j^2 - 1)y_j = \epsilon_j B_j / (2\alpha_j) \cos \theta_j, \quad (1)$$

$$d\theta_j / dt + \epsilon_j B_j / (2y_j \alpha_j) \sin \theta_j = -\Delta\omega_j - d\psi / dt,$$

где  $\tau = \omega_0 t$ ;  $\theta_j = \varphi_j - \psi_j$  - фазовый сдвиг;  $y_j = A_j / A_{j0} \geq 1$  - безразмерная амплитуда колебаний;  $A_j$  и  $A_{j0} = [4\alpha_{j0}' / (3\gamma_{j0})]^{1/2}$  - амплитуды колебаний автогенераторов в режиме синхронизации и автономном режиме, соответственно;  $B_j = I_{jc} / I_{j0}$ ;  $I_{j0} = A_{j0} / (R_j k_j)$ ;  $\Delta\omega_j = (\omega_c^2 - \omega_0^2) / (2\omega_c \omega_0)$ ;  $I_{jc} = \text{const}$  и одинаковы.

#### Характеристики системы автогенераторов с фазовой обратной связью

Исследование уравнений (1) в общем случае возможно только численными методами, что является трудоемким процессом. Но так как с практической точки зрения наиболее важным параметром является фаза колебаний, то можно получить представление о свойствах системы автогенераторов, рассмотрев только сдвиг фазы в установившемся режиме. Уравнения стационарного режима имеют вид

$$y_j^3 - y_j = (B/\alpha) \cos \theta_j,$$

$$\theta_j = \arcsin(-2\Delta\omega \alpha y_j / (\epsilon B)).$$

Сдвиги фаз сигналов идентичных автогенераторов системы одинаковы, поскольку зависят от отклонения частоты сигнала синхронизации относительно резонансной частоты контура, а отклонения частоты одинаковы для всех автогенераторов. Принимая во внимание выражение для сдвига фазы и учитывая соотношение для фазы сигнала синхронизации первого автогенератора, можно записать

$$\varphi_1 - 2\varphi_0 + \varphi_N = \theta,$$

$$\varphi_j - \varphi_{j-1} = \theta.$$

Эта система легко решается

$$\varphi_j = (j - N/2)\theta + \varphi_0.$$

При отсутствии фазовой обратной связи фазовые уравнения упрощаются:  $\varphi_j - \varphi_{j-1} = \theta$ . Решая их, получим  $\varphi_j = \theta + \varphi_{j-1}$ . Легко видеть, что введение данной обратной связи приводит к изменению фаз колебаний автогенераторов. В таблице приведены их значения для систем с разным количеством автогенераторов.

Таблица

$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$
$\varphi_1 = \theta/2 + \varphi_0$	$\varphi_1 = \varphi_0$	$\varphi_1 = -\theta/2 + \varphi_0$	$\varphi_1 = -\theta + \varphi_0$
	$\varphi_2 = \theta + \varphi_0$	$\varphi_1 = \theta/2 + \varphi_0$	$\varphi_2 = \varphi_0$
		$\varphi_3 = 3/2\theta + \varphi_0$	$\varphi_3 = \theta + \varphi_0$
			$\varphi_4 = 2\theta + \varphi_0$

Если  $N$  четное, то фаза колебаний автогенератора с номером  $N/2$  равна фазе внешнего сигнала синхронизации, то есть в динамических процессах такой системы появляется аналогия с процессами в системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В дальнейшем остановимся на системе, состоящей из двух идентичных автогенераторов ( $N=2$ ), и более подробно исследуем ее математическую модель (2), где  $\theta_1 = \varphi_1 - \psi_1$ ,  $\theta_2 = \varphi_2 - \psi_2$

$$\begin{aligned} dy_1/dt + (\epsilon/2)(y_1^2 - 1)y_1 &= \epsilon B/(2\alpha)\cos\theta_1, \\ d\theta_1/dt + \epsilon B/(2\alpha y_1)\sin\theta_1 &= -\Delta\omega - d\psi_1/dt, \\ dy_2/dt + (\epsilon/2)(y_2^2 - 1)y_2 &= \epsilon B/(2\alpha)\cos\theta_2, \\ d\theta_2/dt + \epsilon B/(2\alpha y_2)\sin\theta_2 &= -\Delta\omega - d\psi_2/dt. \end{aligned} \quad (2)$$

Рассмотрим устойчивость стационарных колебаний. Тогда из системы (2) легко получить линеаризованные уравнения для малых возмущений амплитуды  $\delta y$  и фазы  $\delta\theta$ , которые приводят к характеристическому уравнению

$$a_0\lambda^4 + a_1\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_3\lambda + a_4 = 0,$$

где  $a_0=1$ ,  $a_1=-2(c+a)$ ,  $a_2=4ac+a^2+2c^2-2bd$ ,  $a_3=-4ac^2-2a^2c+2abd+4bcd$ ,  $a_4=2a^2c^2-4abcd+2b^2d^2$ . Входящие в эти выражения коэффициенты являются коэффициентами линеаризованных уравнений и имеют вид

$$a = -(\epsilon/2)(3y^2 - 1), \quad b = -\epsilon B/(2\alpha)\sin\theta, \quad c = -\epsilon B/(2\alpha y)\cos\theta, \quad d = \epsilon B/(2\alpha y^2)\sin\theta, \quad (3)$$

так как в стационарном режиме фазовые сдвиги и амплитуды колебаний автогенераторов одинаковы. Согласно критерию Рауса - Гурвица составим главный определитель и три частных и проанализируем их знаки. Здесь  $a_0 > 0$ . Первый определитель  $D_1 = a_1 = -2(c+a) = \epsilon B/(\alpha y)\cos\theta + 3y^2 - 1 > 0$  при  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ , так как  $y \geq 1$ ,  $B/\alpha > 0$ . Второй определитель  $D_2 = a_1 a_2 - a_3 = -2(4ac^2 + 4a^2c + 2c^3 + a^3 - abd) > 0$  при  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ , поскольку, если подставить соотношения (3), видно, что все слагаемые и последний член, учитывая знак действия, отрицательны. Третий определитель

$$\begin{aligned} D_3 = a_1(a_2 a_3 - a_1 a_4) - a_3^2 = & 4[(8a^2c^4 + 8a^3c^3 + 4a^4c^2 + 4c^5a + a^5c) - \\ & - (6a^2c^2 + 6ac^3 + 3ca^3 + 4c^4 + a^4)bd - (2c^2 + 2ac + a^2)b^2d^2]. \end{aligned}$$

Произведение  $bd < 0$ , а слагаемые в круглых скобках положительны при  $-\pi/2 < \theta < \pi/2$ . Оценивая значения входящих в  $D_3$  коэффициентов, можно видеть, что для малых углов сдвига фазы  $D_3 > 0$ . Нетрудно показать также, что  $D_3 > 0$ , если  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ . В этом же интервале главный определитель  $D_4 = a_4 D_3 > 0$ , так как  $a_4 = 2(c^2a^2 - 2abcd + b^2d^2) > 0$ , что легко заметить, учитывая выражения (3).

Таким образом, колебания в автогенераторах системы устойчивы в

диапазоне углов сдвига фазы сигналов автогенераторов  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ . Величина полосы синхронизации может быть найдена по одному из фазовых уравнений системы (2). Для этого его надо представить как уравнение стационарного режима

$$\epsilon B / (2\alpha y) \sin \theta = - (\omega_c^2 - \omega_0^2) / (2\omega_c \omega_0).$$

Поскольку на концах полосы синхронизации  $\theta = \pm \pi/2$ , то для ее граничных частот  $\omega_{сн}$  и  $\omega_{св}$  это уравнение можно записать следующим образом:

$$\epsilon B / \alpha \approx \omega_0 / \omega_{сн} - \omega_{сн} / \omega_0, \quad \epsilon B / \alpha \approx \omega_{св} / \omega_0 - \omega_0 / \omega_{св}.$$

Решая, получим выражения для относительной ширины полосы синхронизации и величины резонансной частоты контура автогенератора

$$(\omega_{св} - \omega_{сн}) / \omega_0 \approx \epsilon B / \alpha, \quad \omega_0 \approx (\omega_{сн} \omega_{св})^{1/2}.$$

В традиционных системах ФАПЧ, согласно [8,9], существует проблема стабилизации параметров, так как на переходные процессы в ней оказывают влияние характеристика фазового детектора, передаточная функция фильтра низких частот, зависимость частоты автогенератора от управляющего напряжения и т.д. Характеристики ряда узлов могут претерпевать значительные изменения при перестройке по частоте и при изменении условий окружающей среды, что приводит, например, к изменению крутизны и постоянной времени цепи управления перестраиваемого генератора. Стабилизацию обычно пытаются осуществить путем линеаризации нелинейных зависимостей или их исключения. Так, в [10] предлагается новый перестраиваемый по частоте LC-автогенератор, в котором исключена нелинейная зависимость между управляющим напряжением и частотой, характерная для перестройки варикапами. Однако в этой работе проведен теоретический анализ математической модели автогенератора и не представляется возможным оценить трудности практической реализации.

Стабилизация также осуществляется путем поддержания неизменным коэффициента усиления кольца обратной связи и ряда других параметров [8,9].

В данной работе предлагается использовать свойства LC-автогенераторов, синхронизированных на основном тоне, для исключения нелинейных зависимостей и исследования их математических моделей. В основу подхода к решению укороченных уравнений положена одна из тенденций развития методов теории нелинейных колебаний - учет особенностей функционирования исследуемых схем. Наличие избирательной колебательной системы с высокой добротностью позволило Ван дер Полю пренебречь высшими производными медленно меняющихся функций - амплитуды и фазы колебаний - и получить укороченные уравнения. Теперь предлагается учесть особенность работы синхронизированного автогенератора в целом, состоящую в том, что практически амплитуда колебаний устанавливается мгновенно по сравнению со сдвигом фазы. То есть амплитуду колебаний для любого мгновенного значения сдвига фазы можно найти из первого уравнения системы (1), полагая  $dy/dt=0$ . Связано это с тем, что изменения правой части уравнения (1), содержащей косинус, отслеживаются вторым членом левой части этого уравнения. В стационарном состоянии они компенсируют друг друга и  $dy/dt=0$ . Если при переходном процессе скорости изменения этих членов будут близки, то они будут достаточно точно отслеживать друг друга и амплитуда колебаний для любого мгновенного значения сдвига фазы может быть найдена из первого уравнения системы (1) при  $dy/dt=0$ . Выражения  $-\epsilon/2(3y^2-1)dy/dt$  и  $-\epsilon_j B_j / (2\alpha_j) \sin \theta_j d\theta_j/dt$  являются скоростями изменения упомянутых членов. Так как  $(3y_j^2-1) \gg |B_j/\alpha_j \sin \theta_j|$ , особенно при малых сигналах синхронизации, когда  $B/\alpha_j \ll 1$ , то взаимная компенсация указанных выше членов обеспечивается и в динамике. Теперь уравнения (1) принимают вид

$$(y_j^2 - 1)y_j = (B/\alpha_j)\cos\theta_j, \quad (4)$$

$$d\theta_j/dt + \varepsilon B_j/(2y_j\alpha_j)\sin\theta_j = -\Delta\omega_j - d\psi/dt.$$

Систему уравнений (2) также представим в другой форме

$$y_j^3 - y_j = (B/\alpha)\cos\theta_j, \quad (5)$$

$$\theta_j = \arcsin\{-\Delta\omega_{jn}y_j\},$$

где  $\Delta\omega_{jn} = (\Delta\omega + d\psi/dt + d\theta_j/dt)2\alpha/(\varepsilon B)$  - обобщенная нормированная расстройка. Так как  $-\pi/2 \leq \theta_j \leq \pi/2$ , то  $1 \leq y_j \leq y_0$  и  $-1 \leq \Delta\omega_{jn} \leq 1$ . Далее определяем из уравнений (5) обобщенные фазовые характеристики автогенераторов  $\theta_j = f(\Delta\omega_{jn})$ . Семейство таких характеристик показано на рис. 3. Для некоторых значений  $B/\alpha$  эти фазовые характеристики автогенераторов хорошо аппроксимируются линейной функцией

$$\theta_j = -\Delta\omega_{jn}y_0. \quad (6)$$

В силу идентичности автогенераторов  $y_0$  для них одинаковы и находятся из амплитудных уравнений системы (5), если  $\theta = 0$ . Учитывая соотношение (6) и выражение для обобщенной нормированной расстройки, получим

$$d\theta/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_0)\theta_j = -\Delta\omega - d\psi/dt.$$

Вводя новые параметры  $\theta_1^0 = \varphi_1 - \varphi_0$ ,  $\theta_2^0 = \varphi_2 - \varphi_0$ , преобразуем эти уравнения

$$d\theta_1^0/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_0)(\theta_1^0 + \theta_2^0) = -\Delta\omega - d\varphi_0/dt, \quad (7)$$

$$d\theta_2^0/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_0)(\theta_2^0 - \theta_1^0) = -\Delta\omega - d\varphi_0/dt.$$

Таким образом, несмотря на то, что рассматриваемая система описывается нелинейными дифференциальными уравнениями (2), исследование ее при определенных уровнях сигналов синхронизации автогенераторов сводится к решению линейных дифференциальных уравнений (7) с постоянными коэффициентами. Если  $\Delta\omega = \text{const}$ ,  $\varphi_0 = \text{const}$  и  $\theta_{1(0)}^0 = \theta_{2(0)}^0 = 0$ , то решение уравнений (7) имеет вид

$$\theta_1^0 = -\Delta\omega/\xi \exp(-\xi\tau)\sin(\xi\tau), \quad \theta_2^0 = -\Delta\omega/\xi[1 - \exp(-\xi\tau)\cos(\xi\tau)],$$

где  $\xi = \varepsilon B/(2\alpha y_0)$ . Видно, что по окончании переходного процесса сдвиг фазы  $\theta_1^0$

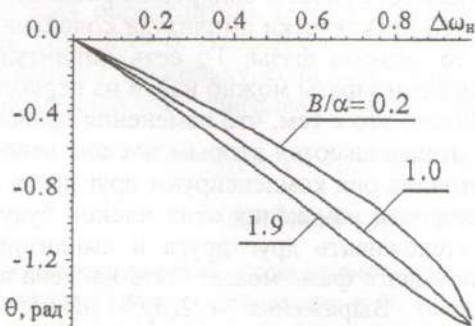


Рис. 3. Фазовые характеристики синхронизированного автогенератора

равен нулю, то есть фаза колебаний первого автогенератора системы равна фазе внешнего сигнала синхронизации,  $\varphi_1 = \varphi_0$ . Скачкообразное же изменение частоты сигнала синхронизации приводит к колебательному характеру переходного процесса установления фаз сигналов автогенераторов. При более плавном изменении частоты (например синусоидальном) колебания отсутствуют, но отслеживание фазы внешнего сигнала первым автогенератором ухудшается тем сильнее, чем больше проявляется инерционность автогенераторов. Подобная

система рассматривалась в [11], но при малых сигналах синхронизации, что обусловлено спецификой ее применения в качестве усилителя частотно-модулированных и модулированных по фазе сигналов.

### Эксперимент

Для проверки теоретических результатов использовался одноконтурный синхронизированный на основном тоне LC-автогенератор с трансформаторной обратной связью, изображенный на рис. 2. В данном случае  $\omega_0=50$  кГц,  $\epsilon=1.0918 \cdot 10^{-3}$ ,  $y_0=1.36$ ,  $K=0.1$ ,  $A_0=0.359$  В,  $Q=47$ ,  $R=7.5 \cdot 10^3 \Omega$ ,  $u_0=0$  В,  $I_c=28 \cdot 10^{-6}$  А,  $\alpha=0.0515$ ,  $\xi=0.464 \cdot 10^{-3}$ , нелинейную характеристику усилительного элемента автогенератора аппроксимирует полином  $i=1.234+1.402u_d-0.71u_d^3$  мА. Семейство фазовых характеристик синхронизированного автогенератора, как уже указывалось, показано на рис. 3. На рис. 4 изображены две кривые, представляющие взаимосвязь между сдвигом фазы колебаний автогенератора и их амплитудой. Сплошная кривая определялась из уравнений (4), то есть в этом случае  $dy/dt=0$ , а точки второй кривой - результат решения уравнений (1), где  $dy/dt \neq 0$ . В обоих случаях  $j=1$ ,  $\theta_{(0)}=0$ ,  $\Delta\omega=-0.6 \cdot 10^{-3}$  и  $\psi_1=\text{const}$ . Близкое расположение зависимостей говорит о малом влиянии процесса установления амплитуды колебаний. Рассмотрим теперь соотношение между скоростями изменения членов укороченного амплитудного уравнения. Минимальное значение выражения  $(3y^2-1)$  равняется 2 (так как  $y \geq 1$ ) и при  $B/\alpha=1$ , когда фазовая характеристика близка к линейной,  $(3y^2-1) \gg |(B/\alpha)\sin\theta|$ , что подтверждает малое влияние процесса установления амплитуды колебаний.

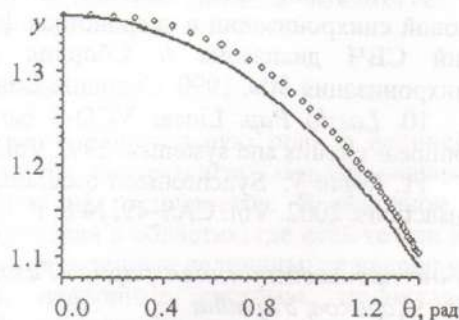


Рис. 4. Зависимость между сдвигом фазы колебаний автогенератора и их амплитудой

### Заключение

В данной работе предлагается использование фазовой обратной связи в системах синхронизированных автогенераторов. Исследование соединенных последовательно синхронизированных на основном тоне одноконтурных LC-автогенераторов с общей фазовой обратной связью позволило обнаружить новые свойства. В динамических процессах появилась аналогия с процессами в системе ФАПЧ. Фаза колебаний одного из автогенераторов отслеживает фазу внешнего сигнала синхронизации. И хотя рассмотрено только каскадное соединение автогенераторов и только простейшая обратная связь, тем не менее, полученные результаты показывают, что применение фазовой обратной связи расширяет их функциональные возможности. Развитие техники формирования фазовой обратной связи, увеличение ее глубины, использование местной обратной связи несомненно приведет к дальнейшему совершенствованию таких систем.

## Библиографический список

1. *Daikoku K., Mizushima Y.* Properties of injection locking in linear oscillator // International journal of electronics. 1971. Vol. 31, № 3. P. 279.
2. *Isobe T., Tokida M.* Power amplification for FM and PM signals with synchronized IMPATT oscillators // IEEE Transactions. 1970. Vol. MTT-18, № 11. P. 906.
3. *Jezewski M.* An approach to the analysis of injection-locked oscillators // IEEE Transactions. 1974. Vol. CAS-21, № 3. P. 395.
4. *Демьянченко А.Г.* Синхронизация генераторов гармонических колебаний. М.: Энергия, 1976.
5. *Болознев В.В.* Функциональные преобразователи на основе связанных генераторов. М.: Радио и связь, 1982.
6. *Полулях К.С.* Резонансные методы измерений. М.: Энергия, 1980.
7. *Рапин В.В.* Аппроксимация проходных динамических характеристик усилительных элементов LC-автогенераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1988. Т. 31, № 5. Стр. 77.
8. *Калямин А.Н., Казаков Л.Н., Кузмичев А.В.* Метод стабилизации параметров системы ФАПЧ по реальному входному сигналу // В сб. «Стабилизация частоты». М.: ВИМИ, 1989. С. 82.
9. *Калямин А.Н., Казаков Л.Н., Кирилов М.Ю.* Адаптивные системы фазовой синхронизации в устройствах формирования широкополосных ЧМ колебаний СВЧ диапазона // Сборник докладов международной конференции «Синхронизация-90». 1990. Сопол. Болгария. 1-5 октября. С. 13.
10. *Laszlo Pap.* Linear VCO-S based on LC circuits // International seminar «Nonlinear circuits and systems». 1992. Vol.2. Moscow. June 16-18. P.244.
11. *Rapin V.* Synchronized oscillators with the phase negative feedback // IEEE Transactions. 2002. Vol. CAS-49, № 8. P. 1242.

Научно-производственная фирма «Газтест»  
Харьков, Украина

Поступила в редакцию 31.05.02  
после доработки 10.12.02

## PHASE FEEDBACK IN NONAUTONOMOUS SYSTEMS OF THE SYNCHRONIZED OSCILLATORS

*V.V. Rapin*

A nonautonomous system of the series connected fundamentally injected LC-oscillators with a general phase feedback is discussed. It is shown that for certain conditions the analogy with dynamic processes of PLL appears. A method of investigation on the basis of generalized detuning and phase characteristic has been proposed.



*Рапин Владимир Васильевич* - родился в 1946 году, окончил Харьковский политехнический институт по специальности радиотехника (1972). После окончания института работал в ХПИ, Институте проблем машиностроения АН УССР, Инженерно-педагогической академии в должности старшего научного сотрудника. Защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук в области теории нелинейных электрических колебаний (1991). В настоящее время работает в НПФ «Газтест». Область научных интересов - теория нелинейных электрических колебаний и аналоговая обработка сигналов.

E-mail: vrapin@ukr.net

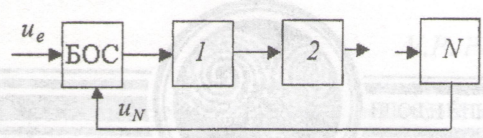


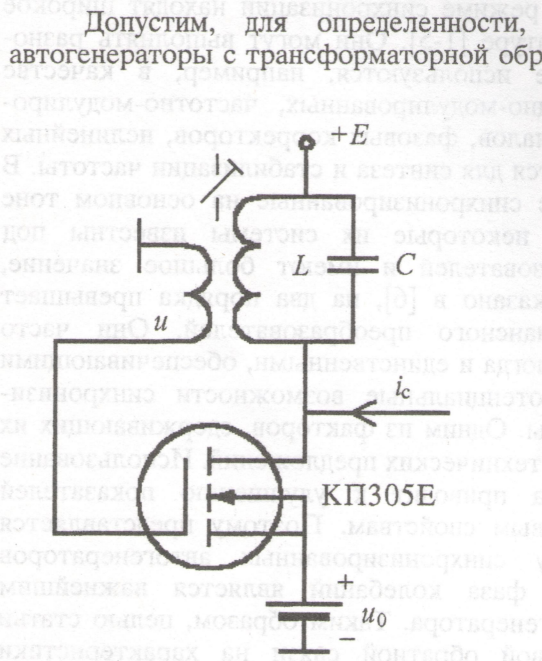
Рис. 1. Функциональная схема системы синхронизированных автогенераторов. БОС - блок обратной связи; 1,2,...,N - автогенераторы

LC-автогенераторов, синхронизированных на основном тоне (рис. 1).

### Формирование фазовой обратной связи

Допустим, что внешний сигнал синхронизации описывается выражением  $u_e = A_e \cos(\omega_c t + \varphi_0)$ , а сигналы автогенераторов имеют вид  $u_j = A_j \cos(\omega_c t + \varphi_j)$ ,  $1 \leq j \leq N$ , где  $j$  - порядковый номер автогенератора, а  $N$  - их количество. Сигнал последнего автогенератора  $u_N = A_N \cos(\omega_c t + \varphi_N)$  является сигналом обратной связи и используется для формирования сигнала синхронизации первого автогенератора в блоке обратной связи, состоящем из устройства возведения в квадрат, разделительной цепи и умножителя. Для этого внешний сигнал синхронизации возводится в квадрат, постоянная составляющая устраняется, оставшийся член перемножается с сигналом обратной связи. В итоге получаем  $1/2 A_e^2 \cos(2\omega_c t + 2\varphi_0) A_N \cos(\omega_c t + \varphi_N) = 1/4 A_e^2 A_N [\cos(3\omega_c t + 2\varphi_0 + \varphi_N) + \cos(\omega_c t + 2\varphi_0 - \varphi_N)]$ . Выходное напряжение умножителя преобразуется в ток, который совместно с током усилительного элемента подается в контур. Третья гармоническая составляющая устраняется и колебания синхронизируются первой гармоникой  $i_{1c} = I_{1c} \cos(\omega_c t + \psi_1)$ , где  $\psi_1 = 2\varphi_0 - \varphi_N$ . Колебания в других автогенераторах также синхронизируются токами, поступающими в их контуры,  $i_{jc} = I_{jc} \cos(\omega_c t + \psi_j)$ , где  $\psi_j = \varphi_{j-1}$ .

### Математическая модель системы синхронизированных автогенераторов



Допустим, для определенности, что исследуемая система содержит автогенераторы с трансформаторной обратной связью (рис. 2). Это ограничение, как известно, не является существенным и полученные результаты могут быть использованы в случае других схем одноконтурных автогенераторов. Нелинейные характеристики их безынерционных усилительных элементов аппроксимируются в общем случае полиномом четвертой степени  $i = a_{j0} + a_{j1} u_{jd} + a_{j2} u_{jd}^2 + a_{j3} u_{jd}^3 + a_{j4} u_{jd}^4$  (для режима колебаний второго рода с помощью метода, предложенного в [7]), где  $u_{jd} = u_j + u_{j0}$ ,  $u_{j0}$  - фиксированное смещение, а  $u_j$  - напряжение положительной обратной связи на входе усилительного элемента, оно же - сигнал автогенератора. Тогда система синхронизированных автогенераторов описывается уравнениями

Рис. 2. Принципиальная схема автогенератора

$$d^2u_j/dt^2 - \epsilon_j \omega_{0j} (1 - 2\beta_j u_j - 3\gamma_j u_j^2 - 4\delta_j u_j^3) du_j/dt + \omega_{0j}^2 u_j = k_j R_j \delta_j \omega_{0j} di_{jc}/dt,$$

где  $\epsilon_j = \delta_j \alpha_j$  - малый параметр;  $\alpha_j = (k_j R_j \alpha_{j0} - 1)$ ;  $\beta_j = \beta_{j0}/\alpha_{j0}'$ ;  $\gamma_j = \gamma_{j0}/\alpha_{j0}'$ ;  $\delta_j = \delta_{j0}/\alpha_{j0}'$ ;  $\delta_{j0} = a_{j4}$ ;  $\alpha_{j0} = a_{j1} + 2a_{j2} u_{j0} + 3a_{j3} u_{j0}^2 + 4a_{j4} u_{j0}^3$ ;  $\beta_{j0} = a_{j2} + 3a_{j3} u_{j0} + 6a_{j4} u_{j0}^2$ ;  $\gamma_{j0} = a_{j3} + 4a_{j4} u_{j0}$ ;  $\alpha_{j0}' = -\alpha_{j0} + 1/(k_j R_j)$ ;  $\delta_{j0} = 1/Q_j$ ;  $\omega_{0j}$ ,  $R_j$ ,  $L_j$ ,  $Q_j$  - резонансная частота контура, его сопротивление, индуктивность и добротность;  $k_j = M_j/L_j$  - коэффициент положительной обратной связи,  $M_j$  - взаимная индуктивность;  $|d\psi/dt| \ll 1$ . Считаем автогенераторы идентичными, а амплитуды и фазы колебаний - медленно меняющимися функциями времени. Используя метод усреднения, получаем модель системы автогенераторов в виде укороченных уравнений

$$dy_j/dt + (\epsilon_j/2)(y_j^2 - 1)y_j = \epsilon_j B_j / (2\alpha_j) \cos\theta_j, \quad (1)$$

$$d\theta/dt + \epsilon_j B_j / (2y_j \alpha_j) \sin\theta_j = -\Delta\omega_j - d\psi/dt,$$

где  $\tau = \omega_0 t$ ;  $\theta_j = \varphi_j - \psi_j$  - фазовый сдвиг;  $y_j = A_j/A_{j0} \geq 1$  - безразмерная амплитуда колебаний;  $A_j$  и  $A_{j0} = [4\alpha_{j0}'/(3\gamma_{j0})]^{1/2}$  - амплитуды колебаний автогенераторов в режиме синхронизации и автономном режиме, соответственно;  $B_j = I_{jc}/I_{j0}$ ;  $I_{j0} = A_{j0}/(R_j k_j)$ ;  $\Delta\omega_j = (\omega_c^2 - \omega_0^2)/(2\omega_c \omega_0)$ ;  $I_{jc} = \text{const}$  и одинаковы.

### Характеристики системы автогенераторов с фазовой обратной связью

Исследование уравнений (1) в общем случае возможно только численными методами, что является трудоемким процессом. Но так как с практической точки зрения наиболее важным параметром является фаза колебаний, то можно получить представление о свойствах системы автогенераторов, рассмотрев только сдвиг фазы в установившемся режиме. Уравнения стационарного режима имеют вид

$$y_j^3 - y_j = (B/\alpha) \cos\theta_j,$$

$$\theta_j = \arcsin(-2\Delta\omega \alpha y_j / (\epsilon B)).$$

Сдвиги фаз сигналов идентичных автогенераторов системы одинаковы, поскольку зависят от отклонения частоты сигнала синхронизации относительно резонансной частоты контура, а отклонения частоты одинаковы для всех автогенераторов. Принимая во внимание выражение для сдвига фазы и учитывая соотношение для фазы сигнала синхронизации первого автогенератора, можно записать

$$\varphi_1 - 2\varphi_0 + \varphi_N = \theta,$$

$$\varphi_j - \varphi_{j-1} = \theta.$$

Эта система легко решается

$$\varphi_j = (j - N/2)\theta + \varphi_0.$$

При отсутствии фазовой обратной связи фазовые уравнения упрощаются:  $\varphi_j - \varphi_{j-1} = \theta$ . Решая их, получим  $\varphi_j = \theta + \varphi_{j-1}$ . Легко видеть, что введение данной обратной связи приводит к изменению фаз колебаний автогенераторов. В таблице приведены их значения для систем с разным количеством автогенераторов.

Таблица

$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$
$\varphi_1 = \theta/2 + \varphi_0$	$\varphi_1 = \varphi_0$	$\varphi_1 = -\theta/2 + \varphi_0$	$\varphi_1 = -\theta + \varphi_0$
	$\varphi_2 = \theta + \varphi_0$	$\varphi_1 = \theta/2 + \varphi_0$	$\varphi_2 = \varphi_0$
		$\varphi_3 = 3/2\theta + \varphi_0$	$\varphi_3 = \theta + \varphi_0$
			$\varphi_4 = 2\theta + \varphi_0$

Если  $N$  четное, то фаза колебаний автогенератора с номером  $N/2$  равна фазе внешнего сигнала синхронизации, то есть в динамических процессах такой системы появляется аналогия с процессами в системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В дальнейшем остановимся на системе, состоящей из двух идентичных автогенераторов ( $N=2$ ), и более подробно исследуем ее математическую модель (2), где  $\theta_1 = \varphi_1 - \psi_1$ ,  $\theta_2 = \varphi_2 - \psi_2$

$$\begin{aligned}
 dy_1/dt + (\varepsilon/2)(y_1^2 - 1)y_1 &= \varepsilon B/(2\alpha)\cos\theta_1, \\
 d\theta_1/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_1)\sin\theta_1 &= -\Delta\omega - d\psi_1/dt, \\
 dy_2/dt + (\varepsilon/2)(y_2^2 - 1)y_2 &= \varepsilon B/(2\alpha)\cos\theta_2, \\
 d\theta_2/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_2)\sin\theta_2 &= -\Delta\omega - d\psi_2/dt.
 \end{aligned} \tag{2}$$

Рассмотрим устойчивость стационарных колебаний. Тогда из системы (2) легко получить линеаризованные уравнения для малых возмущений амплитуды  $\delta y$  и фазы  $\delta\varphi$ , которые приводят к характеристическому уравнению

$$a_0\lambda^4 + a_1\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_3\lambda + a_4 = 0,$$

где  $a_0=1$ ,  $a_1=-2(c+a)$ ,  $a_2=4ac+a^2+2c^2-2bd$ ,  $a_3=-4ac^2-2a^2c+2abd+4bcd$ ,  $a_4=2a^2c^2-4abcd+2b^2d^2$ . Входящие в эти выражения коэффициенты являются коэффициентами линеаризованных уравнений и имеют вид

$$a = -(\varepsilon/2)(3y^2 - 1), \quad b = -\varepsilon B/(2\alpha)\sin\theta, \quad c = -\varepsilon B/(2\alpha y)\cos\theta, \quad d = \varepsilon B/(2\alpha y^2)\sin\theta, \tag{3}$$

так как в стационарном режиме фазовые сдвиги и амплитуды колебаний автогенераторов одинаковы. Согласно критерию Рауса - Гурвица составим главный определитель и три частных и проанализируем их знаки. Здесь  $a_0 > 0$ . Первый определитель  $D_1 = a_1 = -2(c+a) = \varepsilon(B/(\alpha y)\cos\theta + 3y^2 - 1) > 0$  при  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ , так как  $y \geq 1$ ,  $B/\alpha > 0$ . Вторым определителем  $D_2 = a_1 a_2 - a_3 = -2(4ac^2 + 4a^2c + 2c^3 + a^3 - abd) > 0$  при  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ , поскольку, если подставить соотношения (3), видно, что все слагаемые и последний член, учитывая знак действия, отрицательны. Третий определитель

$$\begin{aligned}
 D_3 = a_1(a_2 a_3 - a_1 a_4) - a_3^2 &= 4[(8a^2c^4 + 8a^3c^3 + 4a^4c^2 + 4c^5a + \varepsilon^5c) - \\
 &- (6a^2c^2 + 6ac^3 + 3ca^3 + 4c^4 + a^4)bd - (2c^2 + 2ac + a^2)b^2d^2].
 \end{aligned}$$

Произведение  $bd < 0$ , а слагаемые в круглых скобках положительны при  $-\pi/2 < \theta < \pi/2$ . Оценивая значения входящих в  $D_3$  коэффициентов, можно видеть, что для малых углов сдвига фазы  $D_3 > 0$ . Нетрудно показать также, что  $D_3 > 0$ , если  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ . В этом же интервале главный определитель  $D_4 = a_4 D_3 > 0$ , так как  $a_4 = 2(c^2a^2 - 2abcd + b^2d^2) > 0$ , что легко заметить, учитывая выражения (3).

Таким образом, колебания в автогенераторах системы устойчивы в

диапазоне углов сдвига фазы сигналов автогенераторов  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ . Величина полосы синхронизации может быть найдена по одному из фазовых уравнений системы (2). Для этого его надо представить как уравнение стационарного режима

$$\varepsilon B / (2\alpha y) \sin \theta = -(\omega_c^2 - \omega_0^2) / (2\omega_c \omega_0).$$

Поскольку на концах полосы синхронизации  $\theta = \pm \pi/2$ , то для ее граничных частот  $\omega_{сн}$  и  $\omega_{св}$  это уравнение можно записать следующим образом:

$$\varepsilon B / \alpha \approx \omega_0 / \omega_{сн} - \omega_{сн} / \omega_0, \quad \varepsilon B / \alpha \approx \omega_{св} / \omega_0 - \omega_0 / \omega_{св}.$$

Решая, получим выражения для относительной ширины полосы синхронизации и величины резонансной частоты контура автогенератора

$$(\omega_{св} - \omega_{сн}) / \omega_0 \approx \varepsilon B / \alpha, \quad \omega_0 \approx (\omega_{сн} \omega_{св})^{1/2}.$$

В традиционных системах ФАПЧ, согласно [8,9], существует проблема стабилизации параметров, так как на переходные процессы в ней оказывают влияние характеристика фазового детектора, передаточная функция фильтра низких частот, зависимость частоты автогенератора от управляющего напряжения и т.д. Характеристики ряда узлов могут претерпевать значительные изменения при перестройке по частоте и при изменении условий окружающей среды, что приводит, например, к изменению крутизны и постоянной времени цепи управления перестраиваемого генератора. Стабилизацию обычно пытаются осуществить путем линеаризации нелинейных зависимостей или их исключения. Так, в [10] предлагается новый перестраиваемый по частоте LC-автогенератор, в котором исключена нелинейная зависимость между управляющим напряжением и частотой, характерная для перестройки варикапами. Однако в этой работе проведен теоретический анализ математической модели автогенератора и не представляется возможным оценить трудности практической реализации.

Стабилизация также осуществляется путем поддержания неизменным коэффициента усиления кольца обратной связи и ряда других параметров [8,9].

В данной работе предлагается использовать свойства LC-автогенераторов, синхронизированных на основном тоне, для исключения нелинейных зависимостей и исследования их математических моделей. В основу подхода к решению укороченных уравнений положена одна из тенденций развития методов теории нелинейных колебаний - учет особенностей функционирования исследуемых схем. Наличие избирательной колебательной системы с высокой добротностью позволило Ван дер Полю пренебречь высшими производными медленно меняющихся функций - амплитуды и фазы колебаний - и получить укороченные уравнения. Теперь предлагается учесть особенность работы синхронизированного автогенератора в целом, состоящую в том, что практически амплитуда колебаний устанавливается мгновенно по сравнению со сдвигом фазы. То есть амплитуду колебаний для любого мгновенного значения сдвига фазы можно найти из первого уравнения системы (1), полагая  $dy/dt=0$ . Связано это с тем, что изменения правой части уравнения (1), содержащей косинус, отслеживаются вторым членом левой части этого уравнения. В стационарном состоянии они компенсируют друг друга и  $dy/dt=0$ . Если при переходном процессе скорости изменения этих членов будут близки, то они будут достаточно точно отслеживать друг друга и амплитуда колебаний для любого мгновенного значения сдвига фазы может быть найдена из первого уравнения системы (1) при  $dy/dt=0$ . Выражения  $-\varepsilon/2(3y_j^2-1)dy/dt$  и  $-\varepsilon_j B_j / (2\alpha_j) \sin \theta_j d\theta_j/dt$  являются скоростями изменения упомянутых членов. Так как  $(3y_j^2-1) > |B_j / \alpha_j \sin \theta_j|$ , особенно при малых сигналах синхронизации, когда  $B_j / \alpha_j \ll 1$ , то взаимная компенсация указанных выше членов обеспечивается и в динамике. Теперь уравнения (1) принимают вид

$$(y_j^2 - 1)y_j = (B/\alpha_j)\cos\theta_j, \quad (4)$$

$$d\theta_j/dt + \varepsilon B_j/(2y_j\alpha_j)\sin\theta_j = -\Delta\omega_j - d\psi_j/dt.$$

Систему уравнений (2) также представим в другой форме

$$y_j^3 - y_j = (B/\alpha)\cos\theta_j, \quad (5)$$

$$\theta_j = \arcsin\{-\Delta\omega_{jn}y_j\},$$

где  $\Delta\omega_{jn} = (\Delta\omega + d\psi_j/dt + d\theta_j/dt)2\alpha/(\varepsilon B)$  - обобщенная нормированная расстройка. Так как  $-\pi/2 \leq \theta_j \leq \pi/2$ , то  $1 \leq y_j \leq y_0$  и  $-1 \leq \Delta\omega_{jn} \leq 1$ . Далее определяем из уравнений (5) обобщенные фазовые характеристики автогенераторов  $\theta_j = f(\Delta\omega_{jn})$ . Семейство таких характеристик показано на рис. 3. Для некоторых значений  $B/\alpha$  эти фазовые характеристики автогенераторов хорошо аппроксимируются линейной функцией

$$\theta_j = -\Delta\omega_{jn}y_0. \quad (6)$$

В силу идентичности автогенераторов  $y_0$  для них одинаковы и находятся из амплитудных уравнений системы (5), если  $\theta=0$ . Учитывая соотношение (6) и выражение для обобщенной нормированной расстройки, получим

$$d\theta_j/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_0)\theta_j = -\Delta\omega - d\psi/dt.$$

Вводя новые параметры  $\theta_1^0 = \varphi_1 - \varphi_0$ ,  $\theta_2^0 = \varphi_2 - \varphi_0$ , преобразуем эти уравнения

$$d\theta_1^0/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_0)(\theta_1^0 + \theta_2^0) = -\Delta\omega - d\varphi_0/dt, \quad (7)$$

$$d\theta_2^0/dt + \varepsilon B/(2\alpha y_0)(\theta_2^0 - \theta_1^0) = -\Delta\omega - d\varphi_0/dt.$$

Таким образом, несмотря на то, что рассматриваемая система описывается нелинейными дифференциальными уравнениями (2), исследование ее при определенных уровнях сигналов синхронизации автогенераторов сводится к решению линейных дифференциальных уравнений (7) с постоянными коэффициентами. Если  $\Delta\omega = \text{const}$ ,  $\varphi_0 = \text{const}$  и  $\theta_{1(0)}^0 = \theta_{2(0)}^0 = 0$ , то решение уравнений (7) имеет вид

$$\theta_1^0 = -\Delta\omega/\xi \exp(-\xi\tau)\sin(\xi\tau), \quad \theta_2^0 = -\Delta\omega/\xi[1 - \exp(-\xi\tau)\cos(\xi\tau)],$$

где  $\xi = \varepsilon B/(2\alpha y_0)$ . Видно, что по окончании переходного процесса сдвиг фазы  $\theta_1^0$

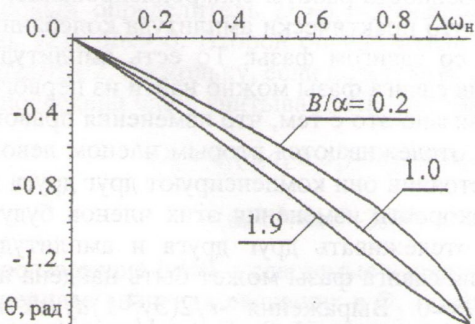


Рис. 3. Фазовые характеристики синхронизированного автогенератора

равен нулю, то есть фаза колебаний первого автогенератора системы равна фазе внешнего сигнала синхронизации,  $\varphi_1 = \varphi_0$ . Скачкообразное же изменение частоты сигнала синхронизации приводит к колебательному характеру переходного процесса установления фаз сигналов автогенераторов. При более плавном изменении частоты (например синусоидальном) колебания отсутствуют, но отслеживание фазы внешнего сигнала первым автогенератором ухудшается тем сильнее, чем больше проявляется инерционность автогенераторов. Подобная

система рассматривалась в [11], но при малых сигналах синхронизации, что обусловлено спецификой ее применения в качестве усилителя частотно-модулированных и модулированных по фазе сигналов.

### Эксперимент

Для проверки теоретических результатов использовался одноконтурный синхронизированный на основном тоне LC-автогенератор с трансформаторной обратной связью, изображенный на рис. 2. В данном случае  $\omega_0=50$  кГц,  $\epsilon=1.0918 \cdot 10^{-3}$ ,  $y_0=1.36$ ,  $K=0.1$ ,  $A_0=0.359$  В,  $Q=47$ ,  $R=7.5 \cdot 10^3 \Omega$ ,  $u_0=0$  В,  $I_c=28 \cdot 10^{-6}$  А,  $\alpha=0.0515$ ,  $\xi=0.464 \cdot 10^{-3}$ , нелинейную характеристику усилительного элемента автогенератора аппроксимирует полином  $i=1.234+1.402u_d-0.71u_d^3$  мА. Семейство фазовых характеристик синхронизированного автогенератора, как уже указывалось, показано на рис. 3. На рис. 4 изображены две кривые, представляющие взаимосвязь между сдвигом фазы колебаний автогенератора и их амплитудой. Сплошная кривая определялась из уравнений (4), то есть в этом случае  $dy/dt=0$ , а точки второй кривой - результат решения уравнений (1), где  $dy/dt \neq 0$ . В обоих случаях  $j=1$ ,  $\theta_{(0)}=0$ ,  $\Delta\omega=-0.6 \cdot 10^{-3}$  и  $\psi_1=\text{const}$ . Близкое расположение зависимостей говорит о малом влиянии процесса установления амплитуды колебаний. Рассмотрим теперь соотношение между скоростями изменения членов укороченного амплитудного уравнения. Минимальное значение выражения  $(3y^2-1)$  равняется 2 (так как  $y \geq 1$ ) и при  $B/\alpha=1$ , когда фазовая характеристика близка к линейной,  $(3y^2-1) \gg |(B/\alpha)\sin\theta|$ , что подтверждает малое влияние процесса установления амплитуды колебаний.

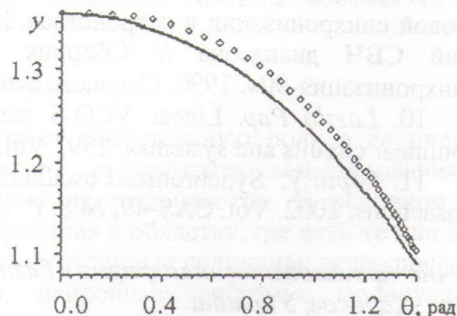


Рис. 4. Зависимость между сдвигом фазы колебаний автогенератора и их амплитудой

### Заключение

В данной работе предлагается использование фазовой обратной связи в системах синхронизированных автогенераторов. Исследование соединенных последовательно синхронизированных на основном тоне одноконтурных LC-автогенераторов с общей фазовой обратной связью позволило обнаружить новые свойства. В динамических процессах появилась аналогия с процессами в системе ФАПЧ. Фаза колебаний одного из автогенераторов отслеживает фазу внешнего сигнала синхронизации. И хотя рассмотрено только каскадное соединение автогенераторов и только простейшая обратная связь, тем не менее, полученные результаты показывают, что применение фазовой обратной связи расширяет их функциональные возможности. Развитие техники формирования фазовой обратной связи, увеличение ее глубины, использование местной обратной связи несомненно приведет к дальнейшему совершенствованию таких систем.

## Библиографический список

1. *Daikoku K., Mizushima Y.* Properties of injection locking in linear oscillator // International journal of electronics. 1971. Vol. 31, № 3. P. 279.
2. *Isobe T., Tokida M.* Power amplification for FM and PM signals with synchronized IMPATT oscillators // IEEE Transactions. 1970. Vol. MTT-18, № 11. P. 906.
3. *Jezewski M.* An approach to the analysis of injection-locked oscillators // IEEE Transactions. 1974. Vol. CAS-21, № 3. P. 395.
4. *Демьянченко А.Г.* Синхронизация генераторов гармонических колебаний. М.: Энергия, 1976.
5. *Болознев В.В.* Функциональные преобразователи на основе связанных генераторов. М.: Радио и связь, 1982.
6. *Полулях К.С.* Резонансные методы измерений. М.: Энергия, 1980.
7. *Рапин В.В.* Аппроксимация проходимых динамических характеристик усилительных элементов LC-автогенераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1988. Т. 31, № 5. Стр. 77.
8. *Калямин А.Н., Казаков Л.Н., Кузмичев А.В.* Метод стабилизации параметров системы ФАПЧ по реальному входному сигналу // В сб. «Стабилизация частоты». М.: ВИМИ, 1989. С. 82.
9. *Калямин А.Н., Казаков Л.Н., Кирилов М.Ю.* Адаптивные системы фазовой синхронизации в устройствах формирования широкополосных ЧМ колебаний СВЧ диапазона // Сборник докладов международной конференции «Синхронизация-90». 1990. Сопол. Болгария. 1-5 октября. С. 13.
10. *Laszlo Pap.* Linear VCO-S based on LC circuits // International seminar «Nonlinear circuits and systems». 1992. Vol.2. Moscow. June 16-18. P.244.
11. *Rapin V.* Synchronized oscillators with the phase negative feedback // IEEE Transactions. 2002. Vol. CAS-49, № 8. P. 1242.

Научно-производственная фирма «Газтест»  
Харьков, Украина

Поступила в редакцию 31.05.02  
после доработки 10.12.02

## PHASE FEEDBACK IN NONAUTONOMOUS SYSTEMS OF THE SYNCHRONIZED OSCILLATORS

V.V. Rapin

A nonautonomous system of the series connected fundamentally injected LC-oscillators with a general phase feedback is discussed. It is shown that for certain conditions the analogy with dynamic processes of PLL appears. A method of investigation on the basis of generalized detuning and phase characteristic has been proposed.



*Рапин Владимир Васильевич* - родился в 1946 году, окончил Харьковский политехнический институт по специальности радиотехника (1972). После окончания института работал в ХПИ, Институте проблем машиностроения АН УССР, Инженерно-педагогической академии в должности старшего научного сотрудника. Защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук в области теории нелинейных электрических колебаний (1991). В настоящее время работает в НПФ «Газтест». Область научных интересов - теория нелинейных электрических колебаний и аналоговая обработка сигналов.

E-mail: vrapin@ukr.net