

УДК. 621.373.072.9

# АДАПТАЦИЯ МЕТОДА ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

**В.В. Рапин**, ст. научный сотрудник НПФ "Газтест", к.т.н.

**Введение.** Синхронизированные одноконтурные LC-автогенераторы и их системы широко используются как в качестве источников колебаний, так и при обработке сигналов [1–4]. Их возможности существенно расширяются с введением фазовой обратной связи [5]. Дальнейшее совершенствование характеристик таких автогенераторов сдерживается, в том числе, и из-за отсутствия методов анализа, позволяющих получать простые и достаточно точные соотношения, характеризующие взаимосвязь параметров схемы и сигнала синхронизации с параметрами колебаний.

Анализ даже простых систем автогенераторов очень сложен, отнимает много времени и сил, что не всегда позволяет, даже опираясь на компьютерный эксперимент, получить необходимые сведения об их динамике [6, 7]. Ситуация несколько упрощается в случае автогенераторов (синхронизированных на основном тоне), для которых предложен метод линейной аппроксимации укороченных уравнений [5]. Целью статьи является адаптация метода линейной аппроксимации для решения укороченных уравнений одноконтурного LC-автогенератора, работающего в режиме умножения и деления частоты.

**Математическая модель автогенератора в режиме синхронизации.** Допустим, что внешний сигнал  $e = E \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ ,  $E = \text{const}$  синхронизирует колебания одноконтурного LC-автогенератора с трансформаторной обратной связью (рис. 1). Как известно, результаты не изменяются существенно, если исходить из иной схемы одноконтурного автогенератора. Тогда основное уравнение автогенератора можно представить в виде:

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + \frac{\omega_0}{\omega_r} kR\delta_k \frac{d}{d\tau} \left( \frac{u}{kR} - i \right) + \frac{\omega_0^2}{\omega_r^2} u = 0,$$

где  $\tau = \omega_r t$ ;  $u$  – напряжение положительной обратной связи (на входе усилительного элемента автогенератора);  $i$  – ток усилительного элемента;  $R, \omega_0$  – резонансные сопротивление и частота контура;  $\delta_k$  – затухание контура;  $k$  – модуль коэффициента положительной обратной связи;  $\omega_r = m/n\omega_c$  – частота генерирования;  $m$  и  $n$  – небольшие неравные целые числа.

Ток усилительного элемента автогенератора, как известно, определяется действующими на его входе напряжениями и состоит из гармоник и комбинационных составляющих. Синхронизированные колебания поддерживаются компонентами, имеющими частоту близкую к резонансной частоте контура. Поскольку их амплитуды быстро убывают с ростом номера, то можно ограничиться несколькими амплитудами, наибольшими из числа первых [1]. В связи с этим аппроксимируем нелинейную характеристику усилительного элемента автогенератора – полиномом шестой степени:

$$i = a_0 + a_1 u_y + a_2 u_y^2 + a_3 u_y^3 + a_4 u_y^4 + a_5 u_y^5 + a_6 u_y^6,$$

где  $u_y = u + e + u_0$ ;  $u_0$  – фиксированное смещение. Считаем, что контур автогенератора имеет высокую добротность, а фаза сигнала синхронизации является медленно меняющейся функцией, подобно амплитуде и фазе колебаний. Тогда решение вышеприведенного уравнения – выражение  $u = A \cos(\omega_r t + \varphi)$ . Используя метод усреднения, получим укороченные уравнения. В общем случае для малых сигналов синхронизации они имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} (b_0 y^5 + b_1 y^3 + b_2 y) &= \frac{\varepsilon}{2} B_{1(y)} \cos \theta; \\ \frac{d\theta}{d\tau} + n \frac{\varepsilon}{2} B_{2(y)} \sin \theta &= -n \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - m \frac{d\varphi_c}{d\tau}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\theta = n\varphi - m\varphi_c$ ;  $\varepsilon = \delta_k \alpha$  – малый параметр;  $y = A/A_0$  – безразмерная амплитуда;  $A_0$  и  $A$  – амплитуды колебаний в автономном режиме и в режиме синхронизации;  $\Delta\omega/\omega_0 = (m/n\omega_c - \omega_0)/\omega_0 \ll 1$ ;  $b_0, b_1, b_2, B_{1(y)}$  и  $B_{2(y)}$  – коэффициенты, зависящие от режима работы автогенератора;  $\alpha = (kR\alpha_0 - 1) > 0$ ;  $\alpha_0 = a_1 + 2a_2 u_0 + 3a_3 u_0^2 + 4a_4 u_0^3 + 5a_5 u_0^4 + 6a_6 u_0^5$ .

В коэффициенты входят также параметры:

$$\beta_0 = a_2 + 3a_3 u_0 + 6a_4 u_0^2 + 10a_5 u_0^3 + 15a_6 u_0^4;$$

$$\gamma_0 = a_3 + 4a_4 u_0 + 10a_5 u_0^2 + 20a_6 u_0^3;$$

$$\delta_0 = a_4 + 5a_5 u_0 + 15a_6 u_0^2;$$

$$f_0 = a_5 + 6a_6 u_0; g_0 = a_6; \beta = \beta_0/\alpha'_0; \gamma = \gamma_0/\alpha'_0;$$

$$\delta = \delta_0/\alpha'_0; f = f_0/\alpha'_0; g = g_0/\alpha'_0; \alpha'_0 = 1/(kR) - \alpha_0.$$

Уравнения (1) являются математической моделью одноконтурного LC-автогенератора с мягким самовозбуждением в режиме синхронизации. Как известно, колебания в этом режиме устойчивы.

Выражения для вышеуказанных коэффициентов, например, при умножении частоты в два раза, имеют вид:

$$n = 1; m = 2; b_0 = \frac{5}{8} f A_0^4; b_1 = \frac{3}{4} A_0^2 (5fE^2 + \gamma);$$

$$b_2 = -1 + \frac{3}{2} \gamma E^2 + \frac{15}{8} f E^4; B_{1(y)} = B_1 + B_2 y^2 + B_3 y^4;$$

$$B_{2(y)} = -(B_4/y + B_5 y + B_6 y^3),$$

где

$$B_1 = -B_4 = -\frac{E^2}{2A_0} (\beta + \delta E^2 + 15/16 g E^4);$$

$$B_2 = -\frac{9}{4} E^2 A_0 (\delta + 5/2 g E^2); B_3 = -\frac{75}{16} g E^2 A_0^3;$$

$$B_5 = \frac{3}{4} E^2 A_0 (\delta + 5/2 g E^2); B_6 = \frac{15}{16} g E^2 A_0^3.$$

Допустим, что во всех случаях  $\theta = 0$ , если  $\Delta\omega/\omega_0 = 0$ , а сигнал синхронизации мал. Считаем, что автогенератор уже синхронизирован и мы имеем дело только с изменением частоты и фазы сигнала синхронизации.

**Вторичное укорочение уравнений синхронизированного автогенератора.** Процедура вторичного укорочения обеспечивает упрощение уравнений (1), основана на учете особенности функционирования автогенератора в режиме синхронизации и состоит в пренебрежении производной  $dy/d\tau$ . Это означает, что для любого мгновенного значения сдвига фазы амплитуда колебаний определяется из первого уравнения системы (1), полагая  $dy/d\tau = 0$ , т.е. переходной процесс для амплитуды устанавливается мгновенно по сравнению со сдвигом фазы. Пренебрежение процессом установления амплитуды колебаний часто оказывается оправданным, например, в случае, если интерес представляет только фаза колебаний. Таким образом, в результате вторичного укорочения получим:

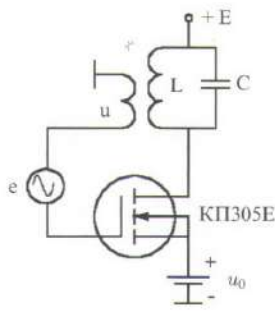


Рис. 1

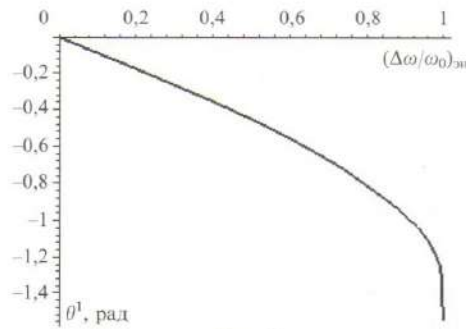


Рис. 2

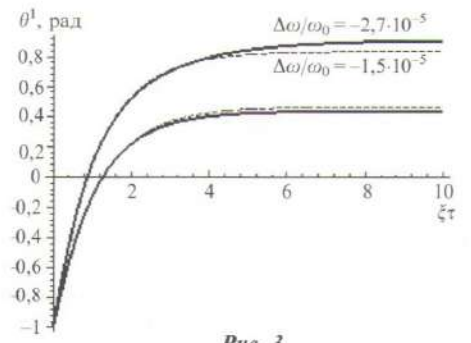


Рис. 3

$$b_0 y^5 + b_1 y^3 + b_2 y = B_{1(y)} \cos \theta;$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} + n \frac{\varepsilon}{2} B_{2(y)} \sin \theta = -n \frac{\Delta \omega}{\omega_0} - m \frac{d\varphi_c}{d\tau}. \quad (2)$$

Решение этой системы представляет значительные трудности. Но поскольку интересующим параметром, как правило, является сдвиг фазы, то аппроксимацию уравнений (2) линейным дифференциальным уравнением проведем по этому параметру. Запишем уравнения в иной форме:

$$b_0 y^5 + b_1 y^3 + b_2 y = B_{1(y)} \cos \theta;$$

$$\theta_b = \theta = \arcsin[-(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}} B_k / B_{(y)}], \quad (3)$$

где  $B_{(y)} = \frac{\varepsilon}{2} n B_{2(y)}$ ;  $B_k = B_{(y)}$  при  $y = y_k$ ,  $y_k$  — значение безразмерной амплитуды колебаний на конце полосы синхронизации при  $|\theta| = \pi/2$ ;  $(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}} = (\Delta \omega / \omega_0)_3 / B_k$  — эквивалентная нормированная расстройка;  $(\Delta \omega / \omega_0)_3 = (n \Delta \omega / \omega_0 + m d\varphi_c / d\tau + d\theta / d\tau)$  — эквивалентная расстройка. Легко видеть, что в полосе синхронизации  $-1 \leq (\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}} \leq 1$ .

Система уравнений (3) описывает фазовую характеристику синхронизированного автогенератора  $\theta = f[(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}]$ . При  $B_{2(y)} > 0$  она симметрична относительно начала координат (на рис. 2 представлена для положительных расстроек). В определенной части полосы синхронизации фазовая характеристика достаточно точно может быть аппроксимирована линейной функцией. Представим последнюю в виде:

$$\theta_a = \theta = -\left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0}\right)_{\text{зн}} \frac{B_k}{B_0} / (1 - \Delta_c), \quad (4)$$

где  $B_0 = \frac{\varepsilon}{2} n B_{2(y_0)}$ ;  $y_0$  — значение безразмерной амплитуды колебаний, которое находится из первого уравнения системы (3) при  $\theta = 0$ . Аппроксимацию будем считать оптимальной, если абсолютные величины погрешностей в точке  $(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}^{(1)} = 0$  и некоторой другой точке  $(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}^{(2)}$  (1 одинаковы. Вычисляя их, получим

$$\delta \theta_a^{(1)} = (\theta_a^{(1)} - \theta_b^{(1)}) / \theta_b^{(1)} = \lim\{- (\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}} B_k / B_0 / (1 - \Delta_c) -$$

$$- \arcsin[-(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}} B_k / B_{(y)}]\} / [\arcsin[-(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}} B_k / B_{(y)}]] =$$

$$= 1 / (1 - \Delta_c) - 1 > 0, \text{ если } (\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}} \rightarrow 0;$$

$$\delta \theta_a^{(2)} = (\theta_a^{(2)} - \theta_b^{(2)}) / \theta_b^{(2)} = \{- (\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}^{(2)} B_k / B_0 / (1 - \Delta_c) -$$

$$- \arcsin[-(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}^{(2)} B_k / B_{(y)}]\} / [\arcsin[-(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}^{(2)} B_k / B_{(y)}]] =$$

$$= [-(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}^{(2)} B_k / B_0 / (1 - \Delta_c)] / \theta^{(2)} - 1 < 0.$$

Величину  $\Delta_c$  определяем из равенства  $\delta \theta_a^{(1)} = -\delta \theta_a^{(2)}$ . Тогда

$$\Delta_c = \left[ 1 + \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0}\right)_{\text{зн}}^{(2)} \frac{B_k}{B_0} / \theta^{(2)} \right] / 2, \quad (5)$$

где  $\theta^{(2)}$  — фазовый сдвиг, соответствующий расстройке  $(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}^{(2)}$  и определяемый по фазовой характеристике. Максимальное значение  $\Delta_c = 0,182$  имеет место для самых малых сигналов синхронизации при  $B_k / B_0 \approx 1$  и диапазоне частотных расстроек, в котором производится аппроксимация, равном полюсу синхронизации. Далее, подставляя в (4) соотношение для  $(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}$ , имеем

симметричное значение  $\Delta_c = 0,182$  имеет место для самых малых сигналов синхронизации при  $B_k / B_0 \approx 1$  и диапазоне частотных расстроек, в котором производится аппроксимация, равном полюсу синхронизации. Далее, подставляя в (4) соотношение для  $(\Delta \omega / \omega_0)_{\text{зн}}$ , имеем

$$\frac{d\theta}{d\tau} + B_0(1 - \Delta_c)\theta = -n \frac{\Delta \omega}{\omega_0} - m \frac{d\varphi_c}{d\tau}. \quad (6)$$

Это линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами, которое в отличие от укороченных уравнений (1), легко решается и позволяет исследовать синхронизированные автогенераторы и их системы.

**Релаксация амплитуды и фазы колебаний.** При вторичном укорочении уравнений (1) предполагалось, что  $dy/d\tau = 0$ . Для подтверждения этого положения, по крайней мере в части полосы синхронизации, проведем линеаризацию системы (1) в окрестности точки  $\theta = 0$ . Пусть  $y = y_0(1 - \Delta)$ , где  $\Delta$  — новая переменная. В результате имеем

$$\frac{d\Delta}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} (5b_0 y_0^4 + 3b_1 y_0^2 + b_2) \Delta = \frac{\varepsilon B_{10}}{2y_0} \theta^2 / 2;$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} + n \frac{\varepsilon B_{20}}{2} \theta = -n \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0}\right) - m \frac{d\varphi}{d\tau}. \quad (7)$$

Ввиду малых сигналов синхронизации коэффициенты  $B_{1(y)}$  и  $B_{2(y)}$  представлены первыми членами ряда Тейлора и обозначены как  $B_{10}$  и  $B_{20}$  соответственно. В данном случае  $\Delta_{(0)} = 0$ . Пусть  $\varphi_c = \text{const}$  и  $\theta_{(0)} = q$ . Тогда

$$\theta = c[1 - \exp(-\xi\tau)] + q \exp(-\xi\tau); \quad c = -n \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \frac{1}{\xi};$$

$$\Delta = a \left\{ \frac{c^2}{b} [1 - \exp(-b\tau)] + \frac{2c(q-c)}{\xi-b} [\exp(-b\tau) - \exp(-\xi\tau)] + \frac{(q-c)^2}{2\xi-b} [\exp(-b\tau) - \exp(-2\xi\tau)] \right\},$$

где  $b = \frac{\varepsilon}{2} (5b_0 y_0^4 + 3b_1 y_0^2 + b_2)$ ;  $a = \frac{\varepsilon B_{10}}{4y_0}$ ;  $\xi = n \frac{\varepsilon B_{20}}{2}$ .

Для малых сигналов синхронизации  $y_0 \approx 1$ ,  $b \gg \xi$  и  $\Delta = \frac{a}{b} [\theta^2 - q^2 \exp(-b\tau)]$ . Второй член выражения в скобках затухает гораздо быстрее первого и через небольшой промежуток времени  $\Delta = \frac{a}{b} \theta^2$ . Последнее соотношение может быть получено из первого уравнения системы (7) при  $d\Delta/d\tau = 0$ . Таким образом, производная амплитуды колебаний  $(dy/d\tau = -d\Delta/d\tau)$  оказывает кратковременное влияние только на начальной стадии переходного процесса установления сдвига фазы. Это влияние будет малым особенно при небольших начальных условиях для угла сдвига фазы. Практическое использование подтвердило справедливость полученного вывода во всей полосе синхронизации.

**Эксперимент.** Для проверки полученных результатов использовался одноконтурный автогенератор в режиме умножения частоты на два (см. рис. 1). В этом случае  $\omega_0$  соответствует частоте 50 кГц;  $E = 0,06$  В;  $\varepsilon = 6,303 \cdot 10^{-4}$ ;  $A_0 = 0,66$  В;  $R = 11 \cdot 10^3$  Ом;  $\alpha = 0,0397$ ;  $u_0 = -0,35$  В;  $k = 0,09$ ;  $\delta_k = 1/63$ ;  $\varphi_c = \text{const}$ .

Нелинейную характеристику усилительного элемента автогенератора аппроксимировал полином

$$i = 1,016 + 3,576u_y - 1,515u_y^2 - 24,19u_y^3 - \\ -43,104u_y^4 - 31,365u_y^5 - 8,379u_y^6, \text{ мА}$$

в интервале напряжений  $-1,2 < u_y < 0,31$ . Поскольку устойчивые колебания для данного умножителя имеют сдвиг фазы равный  $\pi$  при нулевой частотной расстройке  $\Delta\omega/\omega_0$ , то для аппроксимации его укороченных уравнений переходим к новой переменной  $\theta^1 = \theta - \pi$ . Тогда уравнения приобретают вид:

$$\frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2}(b_0y^5 + b_1y^3 + b_2y) = -\frac{\varepsilon}{2}(B_1 + B_2y^2 + B_3y^4) \cos \theta^1; \\ \frac{d\theta^1}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2}(B_4/y + B_5y + B_6y^3) \sin \theta^1 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (8)$$

Фазовая характеристика, рассчитанная по (8), показана на рис. 2. Пусть  $(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{зи}}^{(2)} = -0,9$ , тогда  $\theta^{1(2)} = 0,976$  и  $\Delta_c = 0,1$ . Легко видеть, что в выбранном диапазоне она хорошо аппроксимируется прямой линией. Изменения сдвига фазы, вычисленные с помощью соотношения (6) (тонкие кривые) и по уравнениям (8) (более толстые кривые), для разных частотных расстройек, представлены на рис. 3, где  $\theta_{(0)}^1 = -1$ ,  $y_{(0)} = 1$ . Для удобства, вместо независимой переменной  $\tau$  введена новая переменная  $\xi\tau$ . В данном эксперименте  $\xi = 3,59 \cdot 10^{-5}$ ,  $b = 2,8 \cdot 10^{-2}$ . При таком различии параметров влиянием производной амплитуды колебаний можно пренебречь. Близкое расположение кривых подтверждает хорошую аппроксимацию укороченных уравнений линейным. Результаты различаются в окрестности точек  $\Delta\omega/\omega_0$ , где

$$\frac{\varepsilon}{2} \left( \frac{B_4}{y} + B_5y + B_6y^3 \right) \sin \theta_{(0)}^1 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \text{ при } \pi/2 < \theta_{(0)}^1 < -\pi/2.$$

В данном случае использовано одно из уравнений стационарного режима.

**Заключение.** Приближенный метод решения укороченных уравнений синхронизированного одноконтурного LC-автогенератора предназначен для анализа режимов умножения и деления частоты, применимый также и при синхронизации на основном тоне. Он основывается на общем свойстве синхронизированного автогенератора, заключающемся в существенном различии времени установления переходного процесса для амплитуды и сдвига фазы колебаний. Метод обладает хорошей точностью и позволяет получать зависимости, характеризующие изменения основного параметра – сдвига фазы в той части полосы синхронизации, в которой произведена аппроксимация укороченных уравнений в виде простых аналитических соотношений. Это дает возможность производить качественный анализ, выявлять физическую сущность исследуемых явлений и создавать простые и достаточно точные методики проектирования синхронизированных автогенераторов и их систем.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Демьяненко Г. Синхронизация генераторов гармонических колебаний. – М.: Энергия, 1976. – 240 с.
2. Daikoku K., Mizushima Y. Properties of Injection Locking in Linear Oscillator// International Journal of Electronics. – 1971. – Vol. 31, № 3. – P. 279–292.
3. Болонев В.В. Функциональные преобразователи на основе связанных генераторов. – М.: Радио и связь, 1982. – 87 с.
4. Полулях К.С. Резонансные методы измерений. – М.: Энергия, 1980. – 120 с.
5. Rapin V. Synchronized oscillators with the phase negative feedback// IEEE Transactions. Circuits and Systems, 2002. – CAS-49. – № 8. – P. 1242–1245.
6. Матросов В.В., Корзинова М.В. Коллективная динамика каскадного соединения фазовых систем// Изв. Вузов. Сер. Прикладная нелинейная динамика. – 1994. – № 2. – С. 10–16.
7. Arena P., Baglio S., Fortuna L., Graziani S. Neural Networks to Generate Poincaré Maps// In Proc. International Seminar. Nonlinear Circuits and Systems. – June 16–18, Moscow. – 1992. – Vol. 1. – P. 171–179.

Получено 7.05.04

#### Информация

### НОВОСТИ КОМПАНИЙ

23 ноября 2004 года, Кызыл. Группа компаний "ВымпелКом" объявила о начале коммерческой деятельности в Республике Тыва. Теперь сеть "Би Лайн" действует во всех 11 регионах Сибири (по делению Министерства информационных технологий и связи РФ).

Устойчивое покрытие обеспечено в административных границах областного центра – городе Кызыл. Строительство сети продолжается. В ближайших планах компании – запуск дополнительных базовых станций, которые позволят расширить территорию обслуживания. Поставщиком оборудования выступает компания Ericsson.

Пользователям сотовой связи в республике предлагается полный набор современных услуг, доступные тарифные планы и при этом гарантируется дальнейшее развитие сети.

Тарифная политика "Би Лайн GSM" в Республике Тыва базируется на принципах единой национальной сети. Это – отсутствие сроков действия карт, бесплатные входящие звонки с телефонов "Би Лайн GSM", выгодные тарифы внутрисетевого роуминга.

"Би Лайн GSM" предлагает абонентам Тывы три тарифных плана: "Би+ Тайм", "Би+ Бум" и "Максимальный", особенность которого – бесплатные входящие звонки. "Би+ Тайм" и "Би+ Бум" объединяют такие преимущества как бесплатные входящие звонки с мобильных телефонов всех сотовых операторов

региона, посекундная тарификация, неограниченный срок действия карт оплаты и платежей. Стоимость минуты эфирного времени от \$0,09 (без учета НДС). Кроме того, абонент "Би Лайн" в Тыве имеет возможность бесплатного подключения трех любимых номера, звонки на которые обойдутся в два раза дешевле.

Впервые жителям Тывы предложены дополнительные услуги на базе технологии GPRS (General Packet Radio Service): доступ с мобильного телефона к Интернету, WAP-сайтам, а также MMS. С помощью этой технологии абоненты смогут создавать, отправлять, получать и загружать из Интернета на свой телефон сообщения, содержащие мелодии, цветные изображения, фотографии и музыкальные фрагменты. Помимо этого, всем абонентам сети "Би Лайн GSM" доступен полный набор базовых сервисов, а также система beeoiffice (электронный офис обслуживания абонентов), beeveru (универсальная система платежей), beeonline (справочные и развлекательные услуги).

**Корпорация NEC выбрала технологии Ericsson Mobile Platforms для глобального запуска нового поколения мобильных терминалов стандарта WCDMA/GPRS.**

Первые продукты, построенные на базе платформы Ericsson U100 появятся на рынке в первой половине 2005 г. Платформа U100

представляет собой решение, хорошо зарекомендовавшее себя с коммерческой точки зрения и отличающееся стабильностью и высокой степенью интегрированности.

"То, что корпорация NEC выбрала Ericsson Mobile Platforms в качестве партнера для глобального запуска новой линейки мобильных терминалов стандарта WCDMA/GPRS – серьезное подтверждение нашего технологического лидерства в области 3G" – заявил С. Ченнакешу, Президент Ericsson Mobile Platforms. По словам И. Тамура, старшего генерального директора отделения Mobile Terminals Operations Unit корпорации NEC, данное соглашение – один из важных стратегических шагов на пути к 3G. Добавив решения, основанные на технологиях Ericsson Mobile Platforms, к своему портфелю продуктов, NEC сможет предложить еще более широкий спектр мобильных терминалов третьего поколения, с тем чтобы своевременно удовлетворить различные требования мобильных операторов 3G и конечных пользователей.

Как известно, Ericsson Mobile Platforms – ведущий мировой провайдер платформ 3G. Платформа U100 используется примерно в 30% всех продуктов стандарта WCDMA в мире. Именно это решение, благодаря его стабильности, размерам, показателям потребления энергии и богатому набору функций, выбрали несколько мировых лидеров по производству мобильных терминалов.

УДК. 621.373.072.9

# АДАПТАЦИЯ МЕТОДА ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

В.В. Рапин, ст. научный сотрудник НПФ "Газтест", к.т.н.

**Введение.** Синхронизированные одноконтурные LC-автогенераторы и их системы широко используются как в качестве источников колебаний, так и при обработке сигналов [1–4]. Их возможности существенно расширяются с введением фазовой обратной связи [5]. Дальнейшее совершенствование характеристик таких автогенераторов сдерживается, в том числе, и из-за отсутствия методов анализа, позволяющих получать простые и достаточно точные соотношения, характеризующие взаимосвязь параметров схемы и сигнала синхронизации с параметрами колебаний.

Анализ даже простых систем автогенераторов очень сложен, отнимает много времени и сил, что не всегда позволяет, даже опираясь на компьютерный эксперимент, получить необходимые сведения об их динамике [6, 7]. Ситуация несколько упрощается в случае автогенераторов (синхронизированных на основном тоне), для которых предложен метод линейной аппроксимации укороченных уравнений [5]. Целью статьи является адаптация метода линейной аппроксимации для решения укороченных уравнений одноконтурного LC-автогенератора, работающего в режиме умножения и деления частоты.

**Математическая модель автогенератора в режиме синхронизации.** Допустим, что внешний сигнал  $e = E \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ ,  $E = \text{const}$  синхронизирует колебания одноконтурного LC-автогенератора с трансформаторной обратной связью (рис. 1). Как известно, результаты не изменятся существенно, если исходить из иной схемы одноконтурного автогенератора. Тогда основное уравнение автогенератора можно представить в виде:

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + \frac{\omega_0}{\omega_r} k R \delta_k \frac{d}{d\tau} \left( \frac{u}{kR} - i \right) + \frac{\omega_0^2}{\omega_r^2} u = 0,$$

где  $\tau = \omega_r t$ ;  $u$  – напряжение положительной обратной связи (на входе усилительного элемента автогенератора);  $i$  – ток усилительного элемента;  $R, \omega_0$  – резонансные сопротивление и частота контура;  $\delta_k$  – затухание контура;  $k$  – модуль коэффициента положительной обратной связи;  $\omega_r = m/n\omega_c$  – частота генерирования;  $m$  и  $n$  – небольшие неравные целые числа.

Ток усилительного элемента автогенератора, как известно, определяется действующими на его входе напряжениями и состоит из гармоник и комбинационных составляющих. Синхронизированные колебания поддерживаются компонентами, имеющими частоту близкую к резонансной частоте контура. Поскольку их амплитуды быстро убывают с ростом номера, то можно ограничиться несколькими амплитудами, наибольшими из числа первых [1]. В связи с этим аппроксимируем нелинейную характеристику усилительного элемента автогенератора – полиномом шестой степени:

$$i = a_0 + a_1 u_y + a_2 u_y^2 + a_3 u_y^3 + a_4 u_y^4 + a_5 u_y^5 + a_6 u_y^6,$$

где  $u_y = u + e + u_0$ ;  $u_0$  – фиксированное смещение. Считаем, что контур автогенератора имеет высокую добротность, а фаза сигнала синхронизации является медленно меняющейся функцией, подобно амплитуде и фазе колебаний. Тогда решение вышеприведенного уравнения – выражение  $u = A \cos(\omega_r t + \varphi)$ . Используя метод усреднения, получим укороченные уравнения. В общем случае для малых сигналов синхронизации они имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} (b_0 y^5 + b_1 y^3 + b_2 y) &= \frac{\varepsilon}{2} B_{1(y)} \cos \theta; \\ \frac{d\theta}{d\tau} + n \frac{\varepsilon}{2} B_{2(y)} \sin \theta &= -n \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - m \frac{d\varphi_c}{d\tau}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\theta = n\varphi - m\varphi_c$ ;  $\varepsilon = \delta_k \alpha$  – малый параметр;  $y = A/A_0$  – безразмерная амплитуда;  $A_0$  и  $A$  – амплитуды колебаний в автономном режиме и в режиме синхронизации;  $\Delta\omega/\omega_0 = (m/n\omega_c - \omega_0)/\omega_0 \ll 1$ ;  $b_0, b_1, b_2, B_{1(y)}$  и  $B_{2(y)}$  – коэффициенты, зависящие от режима работы автогенератора;  $\alpha = (kR\alpha_0 - 1) > 0$ ;  $\alpha_0 = a_1 + 2a_2 u_0 + 3a_3 u_0^2 + 4a_4 u_0^3 + 5a_5 u_0^4 + 6a_6 u_0^5$ .

В коэффициенты входят также параметры:

$$\beta_0 = a_2 + 3a_3 u_0 + 6a_4 u_0^2 + 10a_5 u_0^3 + 15a_6 u_0^4;$$

$$\gamma_0 = a_3 + 4a_4 u_0 + 10a_5 u_0^2 + 20a_6 u_0^3;$$

$$\delta_0 = a_4 + 5a_5 u_0 + 15a_6 u_0^2;$$

$$f_0 = a_5 + 6a_6 u_0; g_0 = a_6; \beta = \beta_0/\alpha'_0; \gamma = \gamma_0/\alpha'_0;$$

$$\delta = \delta_0/\alpha'_0; f = f_0/\alpha'_0; g = g_0/\alpha'_0; \alpha'_0 = 1/(kR) - \alpha_0.$$

Уравнения (1) являются математической моделью одноконтурного LC-автогенератора с мягким самовозбуждением в режиме синхронизации. Как известно, колебания в этом режиме устойчивы.

Выражения для вышеуказанных коэффициентов, например, при умножении частоты в два раза, имеют вид:

$$n = 1; m = 2; b_0 = \frac{5}{8} f A_0^4; b_1 = \frac{3}{4} A_0^2 (5fE^2 + \gamma);$$

$$b_2 = -1 + \frac{3}{2} \gamma E^2 + \frac{15}{8} f E^4; B_{1(y)} = B_1 + B_2 y^2 + B_3 y^4;$$

$$B_{2(y)} = -(B_4/y + B_5 y + B_6 y^3),$$

где

$$B_1 = -B_4 = -\frac{E^2}{2A_0} (\beta + \delta E^2 + 15/16 g E^4);$$

$$B_2 = -\frac{9}{4} E^2 A_0 (\delta + 5/2 g E^2); B_3 = -\frac{75}{16} g E^2 A_0^3;$$

$$B_5 = \frac{3}{4} E^2 A_0 (\delta + 5/2 g E^2); B_6 = \frac{15}{16} g E^2 A_0^3.$$

Допустим, что во всех случаях  $\theta = 0$ , если  $\Delta\omega/\omega_0 = 0$ , а сигнал синхронизации мал. Считаем, что автогенератор уже синхронизирован и мы имеем дело только с изменением частоты и фазы сигнала синхронизации.

**Вторичное укорочение уравнений синхронизированного автогенератора.** Процедура вторичного укорочения обеспечивает упрощение уравнений (1), основана на учете особенности функционирования автогенератора в режиме синхронизации и состоит в пренебрежении производной  $dy/d\tau$ . Это означает, что для любого мгновенного значения сдвига фазы амплитуда колебаний определяется из первого уравнения системы (1), полагая  $dy/d\tau = 0$ , т.е. переходной процесс для амплитуды устанавливается мгновенно по сравнению со сдвигом фазы. Пренебрежение процессом установления амплитуды колебаний часто оказывается оправданным, например, в случае, если интерес представляет только фаза колебаний. Таким образом, в результате вторичного укорочения получим:

Нелинейную характеристику усилительного элемента автогенератора аппроксимировал полином

$$i = 1,016 + 3,576u_y - 1,515u_y^2 - 24,19u_y^3 - \\ -43,104u_y^4 - 31,365u_y^5 - 8,379u_y^6, \text{ мА}$$

в интервале напряжений  $-1,2 < u_y < 0,31$ . Поскольку устойчивые колебания для данного умножителя имеют сдвиг фазы равный  $\pi$  при нулевой частотной расстройке  $\Delta\omega/\omega_0$ , то для аппроксимации его укороченных уравнений переходим к новой переменной  $\theta^1 = \theta - \pi$ . Тогда уравнения приобретают вид:

$$\frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2}(b_0y^5 + b_1y^3 + b_2y) = -\frac{\varepsilon}{2}(B_1 + B_2y^2 + B_3y^4) \cos \theta^1; \\ \frac{d\theta^1}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2}(B_4/y + B_5y + B_6y^3) \sin \theta^1 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (8)$$

Фазовая характеристика, рассчитанная по (8), показана на рис. 2. Пусть  $(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эн}}^{(2)} = -0,9$ , тогда  $\theta^{1(2)} = 0,976$  и  $\Delta_c = 0,1$ . Легко видеть, что в выбранном диапазоне она хорошо аппроксимируется прямой линией. Изменения сдвига фазы, вычисленные с помощью соотношения (6) (тонкие кривые) и по уравнениям (8) (более толстые кривые), для разных частотных расстроек, представлены на рис. 3, где  $\theta_{(0)}^1 = -1$ ,  $y_{(0)} = 1$ . Для удобства, вместо независимой переменной  $\tau$  введена новая переменная  $\xi\tau$ . В данном эксперименте  $\xi = 3,59 \cdot 10^{-5}$ ,  $b = 2,8 \cdot 10^{-2}$ . При таком различии параметров влиянием производной амплитуды колебаний можно пренебречь. Близкое расположение кривых подтверждает хорошую аппроксимацию укороченных уравнений линейным. Результаты различаются в окрестности точек  $\Delta\omega/\omega_0$ , где

$$\frac{\varepsilon}{2} \left( \frac{B_4}{y} + B_5y + B_6y^3 \right) \sin \theta_{(0)}^1 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \text{ при } \pi/2 < \theta_{(0)}^1 < -\pi/2.$$

В данном случае использовано одно из уравнений стационарного режима.

**Закключение.** Приближенный метод решения укороченных уравнений синхронизированного одноконтурного LC-автогенератора предназначен для анализа режимов умножения и деления частоты, применимый также и при синхронизации на основном тоне. Он основывается на общем свойстве синхронизированного автогенератора, заключающемся в существенном различии времени установления переходного процесса для амплитуды и сдвига фазы колебаний. Метод обладает хорошей точностью и позволяет получать зависимости, характеризующие изменения основного параметра – сдвига фазы в той части полосы синхронизации, в которой произведена аппроксимация укороченных уравнений в виде простых аналитических соотношений. Это дает возможность производить качественный анализ, выявлять физическую сущность исследуемых явлений и создавать простые и достаточно точные методики проектирования синхронизированных автогенераторов и их систем.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Демьяненко Г. Синхронизация генераторов гармонических колебаний. – М.: Энергия, 1976. – 240 с.
2. Daikoku K., Mizushima Y. Properties of Injection Locking in Linear Oscillator// International Journal of Electronics. – 1971. – Vol. 31, № 3. – P. 279–292.
3. Болонев В.В. Функциональные преобразователи на основе связанных генераторов. – М.: Радио и связь, 1982. – 87 с.
4. Полулях К.С. Резонансные методы измерений. – М.: Энергия, 1980. – 120 с.
5. Rapin V. Synchronized oscillators with the phase negative feedback// IEEE Transactions. Circuits and Systems, 2002. – CAS-49. – № 8. – P. 1242–1245.
6. Матросов В.В., Корзинова М.В. Коллективная динамика каскадного соединения фазовых систем// Изв. Вуз. Сер. Прикладная нелинейная динамика. – 1994. – № 2. – С. 10–16.
7. Arena P., Baglio S., Fortuna L., Graziani S. Neural Networks to Generate Poincaré Maps// In Proc. International Seminar. Nonlinear Circuits and Systems. – June 16–18, Moscow. – 1992. – Vol. 1. – P. 171–179.

Получено 7.05.04

#### Информация

### НОВОСТИ КОМПАНИЙ

23 ноября 2004 года, Кызыл. Группа компаний "ВымпелКом" объявила о начале коммерческой деятельности в Республике Тыва. Теперь сеть "Би Лайн" действует во всех 11 регионах Сибири (по делению Министерства информационных технологий и связи РФ).

Устойчивое покрытие обеспечено в административных границах областного центра – городе Кызыл. Строительство сети продолжается. В ближайших планах компании – запуск дополнительных базовых станций, которые позволят расширить территорию обслуживания. Поставщиком оборудования выступает компания Ericsson.

Пользователям сотовой связи в республике предлагается полный набор современных услуг, доступные тарифные планы и при этом гарантируется дальнейшее развитие сети.

Тарифная политика "Би Лайн GSM" в Республике Тыва базируется на принципах единой национальной сети. Это – отсутствие сроков действия карт, бесплатные входящие звонки с телефонов "Би Лайн GSM", выгодные тарифы внутрисетевого роуминга.

"Би Лайн GSM" предлагает абонентам Тывы три тарифных плана: "Би+ Тайм", "Би+ Бум" и "Максимальный", особенность которого – бесплатные входящие звонки. "Би+ Тайм" и "Би+ Бум" объединяют такие преимущества как бесплатные входящие звонки с мобильных телефонов всех сотовых операторов региона, посекундная тарификация, неограниченный срок действия карт оплаты и платежей. Стоимость минуты эфирного времени от \$0,09 (без учета НДС). Кроме того, абонент "Би Лайн" в Тыве имеет возможность бесплатно подключения трех любимых номера, звонки на которые обойдутся в два раза дешевле.

Впервые жителям Тывы предложены дополнительные услуги на базе технологии GPRS (General Packet Radio Service): доступ с мобильного телефона к Интернету, WAP-сайтам, а также MMS. С помощью этой технологии абоненты смогут создавать, отправлять, получать и загружать из Интернета на свой телефон сообщения, содержащие мелодии, цветные изображения, фотографии и музыкальные фрагменты. Помимо этого, всем абонентам сети "Би Лайн GSM" доступен полный набор базовых сервисов, а также система beeooffice (электронный офис обслуживания абонентов), beerau (универсальная система платежей), beeonline (справочные и развлекательные услуги).

Корпорация NEC выбрала технологии Ericsson Mobile Platforms для глобального запуска нового поколения мобильных терминалов стандарта WCDMA/GPRS.

Первые продукты, построенные на базе платформы Ericsson U100 появятся на рынке в первой половине 2005 г. Платформа U100

представляет собой решение, хорошо зарекомендовавшее себя с коммерческой точки зрения и отличающееся стабильностью и высокой степенью интегрированности.

"То, что корпорация NEC выбрала Ericsson Mobile Platforms в качестве партнера для глобального запуска новой линейки мобильных терминалов стандарта WCDMA/GPRS – серьезное подтверждение нашего технологического лидерства в области 3G" – заявил С. Ченнакешу, Президент Ericsson Mobile Platforms. По словам И. Тамура, старшего генерального директора отделения Mobile Terminals Operations Unit корпорации NEC, данное соглашение – один из важных стратегических шагов на пути к 3G. Добавив решения, основанные на технологиях Ericsson Mobile Platforms, к своему портфелю продуктов, NEC сможет предложить еще более широкий спектр мобильных терминалов третьего поколения, с тем чтобы своевременно удовлетворить различные требования мобильных операторов 3G и конечных пользователей.

Как известно, Ericsson Mobile Platforms – ведущий мировой провайдер платформ 3G. Платформа U100 используется примерно в 30% всех продуктов стандарта WCDMA в мире. Именно это решение, благодаря его стабильности, размерам, показателям потребления энергии и богатому набору функций, выбрали несколько мировых лидеров по производству мобильных терминалов.