

АВТОГЕНЕРАТОРНЫЙ СЛЕДЯЩИЙ ФИЛЬТР С НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Введение

Синхронизированные автогенераторы широко используются и могут выполнять усиление и демодуляцию амплитудно-модулированных, фазо-модулированных и частотно-модулированных сигналов, умножение и деление частоты, фильтрацию сигналов и различного рода преобразования, например малых изменений частоты в фазовый сдвиг [1 – 8]. Использование синхронизированных автогенераторов в качестве нелинейных следящих фильтров оказалось эффективным при измерении частоты периодических полигармонических сигналов [9].

Введение нелинейной обратной связи в синхронизированных автогенераторах позволило реализовать потенциальные возможности таких устройств, что привело не только к улучшению известных характеристик, например к сокращению длительности переходных процессов [10], но и появлению совершенно новых свойств [11]. Однако ее влияние на высшие гармонические составляющие сигнала автогенератора не рассматривалось.

Цель статьи – исследование уровня высших гармонических составляющих сигнала синхронизированного одноконтурного LC автогенератора с нелинейной обратной связью, используемого в качестве следящего фильтра.

Функционирование следящего фильтра

Рассмотрим следящий фильтр, блок схема которого показана на рис. 1. Нижнюю и верх-

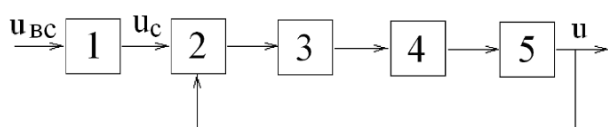


Рис. 1. Блок схема следящего фильтра:

- 1 – широкополосный фильтр; 2 – блок формирования нелинейной обратной связи; 3 – блок стабилизации амплитуды сигнала;
- 4 – преобразователь напряжения в ток;
- 5 – LC автогенератор

мирования нелинейной обратной связи 2 формируется непосредственный сигнал синхронизации. Блок стабилизации амплитуды этого сигнала 3 поддерживает ее постоянство для обеспечения заданной полосы синхронизации автогенератора. Непосредственный сигнал в виде тока с выхода блока 4 подается в контур автогенератора 5.

Формирование нелинейной обратной связи

Блок схема блока формирования нелинейной обратной связи показана на рис. 2.

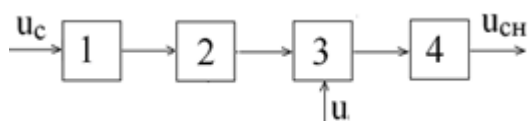


Рис. 2. Блок схема устройства формирования нелинейной обратной связи: 1 – схема возведения в квадрат; 2, 4 – широкополосные фильтры; 3 – перемножитель

нюю граничные частоты следящего фильтра обозначим как ω_n и ω_e . u_{BC} представляет внешний сигнал синхронизации первая гармоническая составляющая которого меняется в диапазоне $\omega_n \leq \omega_c \leq \omega_e$. u сигнал обратной связи, он же является выходным сигналом автогенератора. Входной фильтр 1 устраняет влияние помех и высших гармоник сигнала синхронизации, кроме второй.

Полоса пропускания его равняется полосе синхронизации автогенератора, т.е. полосе пропускания следящего фильтра. В блоке формирования нелинейной обратной связи 2 формируется непосредственный сигнал синхронизации. Блок стабилизации амплитуды этого сигнала 3 поддерживает ее постоянство для обеспечения заданной полосы синхронизации автогенератора. Непосредственный сигнал в виде тока с выхода блока 4 подается в контур автогенератора 5.

Полоса пропускания его равняется полосе синхронизации автогенератора, т.е. полосе пропускания следящего фильтра. В блоке формирования нелинейной обратной связи 2 формируется непосредственный сигнал синхронизации. Блок стабилизации амплитуды этого сигнала 3 поддерживает ее постоянство для обеспечения заданной полосы синхронизации автогенератора. Непосредственный сигнал в виде тока с выхода блока 4 подается в контур автогенератора 5.

Полоса пропускания его равняется полосе синхронизации автогенератора, т.е. полосе пропускания следящего фильтра. В блоке формирования нелинейной обратной связи 2 формируется непосредственный сигнал синхронизации. Блок стабилизации амплитуды этого сигнала 3 поддерживает ее постоянство для обеспечения заданной полосы синхронизации автогенератора. Непосредственный сигнал в виде тока с выхода блока 4 подается в контур автогенератора 5.

Ограничимся учетом только первой и второй гармонических составляющих. Верхняя граничная частота фильтра 2 равна $2\omega_e$ а нижняя ω_n . Граничные частоты фильтра 4 устанавливаются равными граничным частотам следящего фильтра.

Следящий фильтр может работать в двух режимах. Первый, когда частота первой гармоники сигнала такова, что только она проходит через входной широкополосный фильтр 1 (рис.1), а также через фильтр 4 (рис. 2). Вторым режимом является, когда в полосы пропускания указанных фильтров попадают первая и вторая гармоники. Полоса синхронизации автогенератора на основном тоне при больших сигналах синхронизации ограничена с одной стороны переходом в режим деления частоты а с другой переходом в режим умножения частоты. Это ограничивает коэффициент перекрытия полосы синхронизации, который не превышает $k_D \leq 3$. В дальнейшем будет показано, что значение резонансной частоты контура определяется соотношением $\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_g}$. Легко видеть, что $\omega_g = \omega_0 \sqrt{k_D}$, а $\omega_H = \omega_0 / \sqrt{k_D}$, и максимальная полоса синхронизации для описывается неравенством $0.577 \omega_0 < \omega_c < 1.73 \omega_0$. Ширина этого диапазона составляет $1.15 \omega_0$. Частота, на которой происходит переход от первого режима ко второму, приблизительно определяется из равенства $2\omega_c = \omega_g$, т.е. $\omega_{nep} = \omega_g / 2$. Для максимального коэффициента перекрытия диапазона $\omega_{nep} \approx 0.866 \omega_0$. Таким образом, первый режим имеет место, когда частота внешнего сигнала находится в пределах $0.866 \omega_0 < \omega_c < 1.73 \omega_0$, а второй при $0.577 \omega_0 < \omega_c < 0.866 \omega_0$.

Формирование непосредственного сигнала синхронизации

Первый режим работы следящего фильтра. Допустим, что внешний полигармонический сигнал после прохождения входного фильтра 1 (рис. 1) описывается выражением $u_c = A_{1c} \cos(\omega_c t + \varphi_{1c})$, а сигнал обратной связи имеет вид $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1)$. Амплитуда второй гармонической составляющей сигнала автогенератора мала, что дает возможность не учитывать ее влияние на величину непосредственного сигнала синхронизации.

В выражении для внешнего сигнала фазовый сдвиг, обусловленный фильтром 1, входит в фазу φ_{c1} , в силу произвольности фазы внешнего сигнала.

В соответствии с алгоритмом формирования нелинейной обратной связи возводим сигнал синхронизации в квадрат, и на выходе фильтра 2 имеем $u' = A_{1c}^2 / 2 \cos(2\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi_2})$, где дополнительный сдвиг фазы $\varphi_{2\phi_2}$. Далее этот сигнал перемножается с сигналом обратной связи, т.е. с сигналом автогенератора. В результате получаем

$$u'' = A_{1c}^2 A_1 / 4 \{ \cos(3\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi_2} + \varphi_1) + \cos(\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi_2} - \varphi_1) \}.$$

Третья гармоника устраняется фильтром 4, а первая, получив фазовый сдвиг $\varphi_{1\phi_4}$, проходит. Таким образом, непосредственный сигнал синхронизации записывается в виде

$$u_{сн}^{(1)} = A_{1c}^{(1)} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}^{(1)}), \text{ где } A_{1c}^{(1)} = A_{1c}^2 A_1 / 4, \quad \psi_{1c}^{(1)} = 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi_2} - \varphi_1 + \varphi_{1\phi_4}.$$

Изменения амплитуды сигнала значения не имеют, поскольку она устанавливается исходя из требуемой полосы синхронизации и поддерживается постоянной в блоке 3 (рис.1). Затем этот сигнал преобразуется в ток в блоке 4 $i_c = A_{1c}^{(1)} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}^{(1)})$ и поступает в контур автогенератора 5 (рис. 1) для синхронизации его колебаний.

Второй режим работы следящего фильтра. Частота внешнего полигармонического сигнала синхронизации теперь такова, что в полосу пропускания фильтров с фиксированной полосой пропускания попадают первая и вторая гармонические составляющие. Допустим, что внешний полигармонический сигнал синхронизации после прохождения входного фильтра 1 (рис. 1) описывается выражением $u_c = A_{1c} \cos(\omega_c t + \varphi_{1c}) + A_{2c} \cos(2\omega_c t + \varphi_{2c})$, а сигнал обратной связи имеет прежний вид $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1)$. В выражении для внешнего сигнала синхронизации дополнительные фазовые сдвиги, обусловленные фильтром 1 (рис.1) включе-

ны в фазы φ_{1c} и φ_{2c} , в силу произвольности фаз гармоник внешнего сигнала. Возводим сигнал синхронизации в квадрат

$$u_c^2 = A_{1c}^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + 2\varphi_{1c}) + \frac{A_{2c}}{A_{1c}} \cos(\omega_c t + \varphi_{2c} - \varphi_{1c}) + \frac{A_{2c}}{A_{1c}} \cos(3\omega_c t + \varphi_{2c} + \varphi_{1c}) + \left(\frac{A_{2c}}{A_{1c}}\right)^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(4\omega_c t + 2\varphi_{2c})\right) \right].$$

Четвертая, третья гармоники, и постоянная составляющая устраняются фильтром 2. Все гармоники, прошедшие на выход фильтра 2, получают фазовый сдвиг $\varphi_{1\phi 2}$ $\varphi_{2\phi 2}$. Выходной сигнал этого фильтра описывается выражением

$$u' = A_{1c}^2 / 2 \cos(2\omega_c t + 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi 2}) + A_{1c} A_{2c} \cos(\omega_c t + \varphi_{2c} - \varphi_{1c} + \varphi_{1\phi 2})$$

В дальнейшем $\varphi_2' = 2\varphi_{1c} + \varphi_{2\phi 2}$ $\varphi_1' = \varphi_{2c} - \varphi_{1c} + \varphi_{1\phi 2}$. Затем он перемножается с сигналом обратной связи. На выход фильтра 4 (Рис.2) проходят первая и вторая гармоники с соответствующим фазовым сдвигом $u'' = A_{2c}^{(2)} \cos(2\omega_c t + \psi_{2c}^{(2)}) + A_{1c}^{(2)} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}^{(2)})$,

где $A_{2c}^{(2)} = A_1 A_{1c} A_{2c} / 2$, $\psi_{2c}^{(2)} = \varphi_1' + \varphi_1 + \varphi_{2\phi 4}$, $A_{1c}^{(2)} = A_{1c}^2 A_1 / 4$, $\psi_{1c}^{(2)} = \varphi_2' - \varphi_1 + \varphi_{1\phi 4}$

Это и есть непосредственный сигнал синхронизации, т.е. сигнал блока формирования нелинейной обратной связи 2. Для дальнейшего исследования непосредственный сигнал синхронизации следует представить в общем виде $i_c = I_{1c} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}) + I_{2c} \cos(2\omega_c t + \psi_{2c})$. При анализе первого режима $\psi_{1c} = \psi_{1c}^{(1)}$, а вторая гармоника отсутствует. Во втором режиме $\psi_{1c} = \psi_{1c}^{(2)}$, $\psi_{2c} = \psi_{2c}^{(2)}$.

Математическая модель автогенераторного следящего фильтра

Рассмотрим LC-автогенератор, представленный на рис.3.

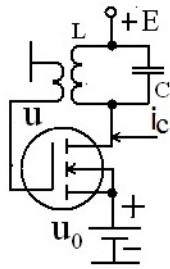


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная синхронизированного автогенератора

При разработке математической модели сделан ряд допущений, позволяющих выделить интересующее явление и упростить процесс исследования. Считаем, что автогенератор работает в режиме колебаний первого рода, имеет контур с низкой добротностью, усиленный элемент автогенератора нелинейный и безынерционный, его характеристика аппроксимируется полиномом третьей степени $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3$, входное сопротивление усиленного элемента велико и его влиянием можно пренебречь, смещение фиксированное, амплитуда сигнала синхронизации постоянна и велика.

Непосредственным сигналом синхронизации является ток, который подается в контур автогенератора вместе с током усиленного элемента.

Основное уравнение, описывающее изменение напряжения u на входе усиленного элемента автогенератора получено, как обычно, посредством законов Кирхгофа.

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} - \varepsilon \frac{\omega_0}{\omega_c} (1 - 2\beta u - 3\gamma u^2) \frac{du}{d\tau} + \frac{\omega_0^2}{\omega_c^2} u = \varepsilon \frac{KR}{\alpha} \frac{\omega_0}{\omega_c} \frac{di_c}{d\tau} \quad (1)$$

где $\varepsilon = \delta\alpha$ – малый параметр; $\alpha = (KR\alpha_0 - 1)$ – коэффициент регенерации; $\beta = \beta_0 / \alpha'_0$; $\gamma = \gamma_0 / \alpha'_0$; $\alpha_0 = a_1 + 2a_2u_0 + 3a_3u_0^2$; $\beta_0 = a_2 + 3a_3u_0$; $\gamma_0 = a_3$; $\alpha'_0 = -\alpha_0 + 1/(KR)$; $\delta = 1/Q$; ω_0, R, Q – резонансная частота контура автогенератора, его сопротивление при резонансе и добротность, K – модуль коэффициента положительной обратной связи, M – взаимная индуктивность.

В данном случае непосредственный сигнал синхронизации описывается выражением $i_c = I_{1c} \cos(\omega_c t + \psi_{1c}) + I_{2c} \cos(2\omega_c t + \psi_{2c})$, а решение ищем в виде суммы двух гармонических составляющих $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1) + A_2 \cos(2\omega_c t + \varphi_2)$. Ограничимся рассмотрением стационарного режима, а для исследования используем принцип гармонического баланса. Подставляя приведенные выражения в уравнение (1) и выбирая члены частоты ω_c , получаем систему укороченных уравнений:

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_0}\right)A_1 - \varepsilon\{\beta A_1 A_2 + \delta_0\left[\frac{3}{2}(3A_1^3 A_2 + A_1 A_2^3) - \frac{1}{2}A_1^3 A_2\right]\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = \varepsilon \frac{KR}{\alpha} I_{1c} \sin(\varphi_1 - \psi_{1c}),$$

$$\{\beta A_1 A_2 + \delta_0\left[\frac{3}{2}(3A_1^3 A_2 + A_1 A_2^3) + \frac{1}{2}A_1^3 A_2\right]\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + \frac{3}{4}\gamma A_1 (A_1^2 + 2A_2^2) - A_1 = \frac{KR}{\alpha} I_{1c} \cos(\varphi_1 - \psi_{1c}).$$

Далее в уравнении (1) принимаем во внимание члены частоты $2\omega_c$, учитывающие баланс по второй гармонике. В результате приходим к системе нелинейных уравнений:

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0}\right)A_2 + \varepsilon\{\beta A_1^2 + \delta_0[(A_1^4 + 3A_1^2 A_2^2) - \frac{3}{2}A_1^2 A_2^2]\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = 2\varepsilon \frac{KR}{\alpha} I_{2c} \sin(\varphi_2 - \psi_{2c}),$$

$$-2A_2 + \{\beta A_1^2 + \delta_0[(A_1^4 + 3A_1^2 A_2^2) + \frac{3}{2}A_1^2 A_2^2]\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + 3\gamma A_2 (A_1^2 + \frac{1}{2}A_2^2) =$$

$$= 2\frac{KR}{\alpha} I_{2c} \cos(\varphi_2 - \psi_{2c}).$$

Учитывая малое влияние амплитуды второй гармоники на амплитуду первой, вводим безразмерную амплитуду первой гармоники сигнала автогенератора $y = A_1 / A_{10}$, где A_{10} амплитуда первой гармоники сигнала автогенератора в автономном режиме. В качестве информационного параметра используем отношение A_2 / A_1 . Таким образом, математической моделью синхронизированного на основном тоне автогенератора с низкой добротностью контура в стационарном режиме является система нелинейных уравнений:

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_0}\right) - \varepsilon\{\beta A_0 y \frac{A_2}{A_1} + \delta_0 A_0^3 y^3 \left[\frac{3}{2}\left(3\frac{A_2}{A_1} + \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^3\right) - \frac{1}{2}\frac{A_2}{A_1}\right]\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = \varepsilon \frac{B}{\alpha y} \sin(\varphi_1 - \psi_{1c}),$$

$$\{\beta A_0 y \frac{A_2}{A_1} + \delta_0 A_0^3 y^3 \left[\frac{3}{2}\left(3\frac{A_2}{A_1} + \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^3\right) + \frac{1}{2}\frac{A_2}{A_1}\right]\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + y^2 \left(1 + 2\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2\right) - 1 = \frac{B}{\alpha y} \cos(\varphi_1 - \psi_{1c}),$$

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0}\right) \frac{A_2}{A_1} + \varepsilon\{\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3 \left[1 + 3\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2\right] - \frac{3}{2}\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2\} \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1) = 2\frac{\varepsilon}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}} \sin(\varphi_2 - \psi_{2c}),$$

$$2(2y^2 - 1) \frac{A_2}{A_1} + 2y^2 \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^3 + \{\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3 \left[1 + 3\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2\right] + \frac{3}{2}\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2\} \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) =$$

$$= 2\frac{I_{2c}}{\alpha y I_{10}} \cos(\varphi_2 - \psi_{2c}),$$

где $B = I_{1c} / I_{10}$, $I_{10} = A_{10} / (KR)$.

В соответствии с предполагаемым практическим использованием синхронизированного автогенератора с указанными параметрами в качестве следящего фильтра, интерес представ-

ляет соотношение между амплитудами второй гармонической составляющей сигнала автогенератора и первой, а также зависимость этого параметра от частоты и амплитуды второй гармоники сигнала синхронизации.

Первая гармоническая составляющая сигнала автогенератора

Исследуем первую гармонику сигнала автогенератора. Для этого рассмотрим первые два уравнения математической модели. Режим работы автогенератора полагается таким, что вторая гармоника мало влияет на величину первой и ею можно пренебречь, сохранив при этом приемлемую погрешность определения амплитуды первой гармонической составляющей. Поскольку $A_2 / A_1 \ll 1$, то уравнения упрощаются:

$$\begin{aligned} y^3 - y &= \frac{B}{\alpha} \cos(\theta), \\ \frac{\varepsilon B}{y\alpha} \sin(\theta) &= -\frac{\omega_c^2 - \omega_0^2}{\omega_c \omega_0}. \end{aligned} \quad (2)$$

где $\theta = \varphi_1 - \psi_1$.

Из уравнений системы (1) следует, что на концах полосы синхронизации $\theta = \pm\pi/2$, а безразмерная амплитуда первой гармонической составляющей колебаний автогенератора $y = 1$. На верхней границе полосы синхронизации $\omega_c = \omega_{cв}$, а на нижней $\omega_c = \omega_{сн}$. Подставляя эти значения в фазовое уравнение системы (2), имеем

$$\varepsilon \omega_0 \omega_{св} B / \alpha = \omega_{св}^2 - \omega_0^2 \quad \text{и} \quad \varepsilon \omega_0 \omega_{сн} B / \alpha = \omega_0^2 - \omega_{сн}^2 \quad (3)$$

Складывая эти два исходных уравнения, получаем соотношение для определения относительной ширины полосы синхронизации автогенератора.

$$\frac{\omega_{св} - \omega_{сн}}{\omega_0} = \varepsilon \frac{B}{\alpha} = \delta B \quad (4)$$

Умножая исходные уравнения (3) – одно на $\omega_{сн}^2$, а второе на $\omega_{св}^2$, складываем их и с учетом выражения для относительной ширины полосы синхронизации (4) приходим, после несложных преобразований, к выражению, связывающему резонансную частоту контура автогенератора и граничные частоты полосы синхронизации $\omega_0 = \sqrt{\omega_{сн} \omega_{св}}$.

Резонансную кривую автогенератора легко получить из соотношений (2):

$$(y^3 - y)^2 + \left\{ \left(\frac{\omega_c}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \frac{y}{\varepsilon} \right\}^2 = \left(\frac{B}{\alpha} \right)^2.$$

Анализ позволил получить соотношения для определения амплитуды и сдвига фазы первой гармонической составляющей сигнала автогенератора, его резонансной кривой автогенератора, а также связь между резонансной частотой контура и граничными частотами полосы синхронизации.

Вторая гармоническая составляющая сигнала автогенератора

Рассмотрим уравнения математической модели, описывающие вторую гармонику сигнала синхронизации. После несложных преобразований получаем

$$\frac{A_2}{A_1} = \sqrt{\frac{\left(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}} \right)^2 + (\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3)^2 - 4 \left(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}} \right) (\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3) \cos(2\varphi_1 - \psi_{2c})}{[2(2y^2 - 1)]^2 + \left[\frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4 \frac{\omega_c}{\omega_0} \right) \right]^2}}.$$

На величину информационного параметра существенное влияние оказывает не только амплитуда второй гармонической составляющей сигнала синхронизации, но и ее фаза, которая может принимать произвольные значения. Однако полученное соотношение позволяет оценить максимальную величину интересующего отношения:

$$\frac{A_2}{A_1} = \sqrt{\frac{(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}})^2 + (\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3)^2 + 4(\frac{2}{\alpha y} \frac{I_{2c}}{I_{10}})(\beta A_0 y + \delta_0 A_0^3 y^3)}{[2(2y^2 - 1)]^2 + [\frac{1}{\varepsilon}(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4 \frac{\omega_c}{\omega_0})]^2}}$$

Эксперимент

Данный фильтр использовался для измерения частоты вращения вала ротора турбокомпрессора, которая является одним из основных параметров, характеризующих работу не только турбокомпрессора, но и двигателя в целом. Измерение этого параметра связано со значительными трудностями, особенно в условиях эксплуатации из-за специфики конструкции. А именно, из-за отсутствия доступа к валу ротора. Регистрация остаточной намагниченности вращающейся маслоотражательной шайбы представляется почти идеальным способом, позволяющим производить измерение без препарирования турбокомпрессора и искажения действительной картины протекающих газодинамических процессов. Исследование остаточной намагниченности таких шайб показало, что размеры и форма полюсов, и ее величина существенно меняются. На рис. 4 показаны формы магнитного поля различных шайб, полученные с помощью мелких металлических опилок. Разброс остаточной намагниченности приводит к тому, что величина Э.Д.С., наведенная в расположенном рядом датчике,

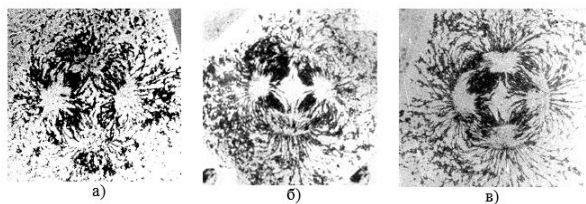


Рис. 4. Форма магнитных полей шайб

представляющем собой катушку индуктивности, меняется в широких пределах и имеет сложный спектральный состав. ЭДС зависит от расстояния между датчиком и шайбой, формы магнитного поля последней, величины остаточной намагниченности ее, скорости вращения вала ротора турбины, магнитной проницаемости среды и материала деталей, экранирующих маслоотражательную шайбу.

Наличие спектральных составляющих с частотами, кратными частоте вращения вала ротора, нестабильность их амплитудно-фазовых соотношений не позволяют применить существующие методы измерения частоты вращения в традиционной форме. Регистрация частоты вращения возможна при условии исключения влияния изменений формы сигнала датчика путем его фильтрации. Для этого целесообразно использовать следящий фильтр, выделяющий из спектра первую гармонику. Применение следящих фильтров, использующих традиционные узкополосные избирательные цепи и цепи автоподстройки, не решают проблемы ввиду их узкой полосы захвата, которая определяется полосой пропускания частотно-избирательной цепи. В таких фильтрах захват обеспечивается посредством ручной подстройки.

Однако процесс отслеживания может нарушиться под воздействием случайных факторов, а автоматическое возобновление его оказывается невозможным. Применение синхронизированного автогенератора в качестве следящего фильтра позволило значительно расширить полосу захвата, которая стала равной полосе слежения. Спектры входного и выходных сигналов следящего фильтра, полученные с помощью спектроанализатора, представлены на рис. 5.

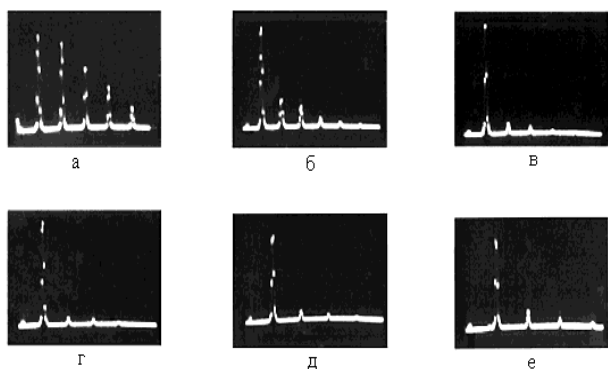


Рис. 5. Спектры сигналов синхронизации и автогенератора

Рис.5, *а* соответствует внешнему сигналу, т.е. сигналу синхронизации. Спектры, представленные на рис. 5, *б, в, г, д, е*, соответствуют частотам 0.7, 0.8, 1, 1.25 и 1.8 кГц. В устройстве для измерения частоты вращения ротора турбокомпрессора эти значения соответствовали изменению частоты вращения ротора турбокомпрессора в пределах 42000 – 108000 об/мин, что соответствовало коэффициенту перекрытия диапазона, равному 2,57. Амплитуда второй гармонической составляющей сигнала синхронизации была равной очень большой величине, составившей 90 % амплитуды первой гармоники сигнала синхронизации.

Анализ представленных осциллограмм позволяет сделать вывод о малости амплитуды второй гармонической составляющей по сравнению с первой. Однако отношение A_2/A_1 увеличивается при приближении сигнала синхронизации к нижней границе полосы синхронизации. В этом случае частота второй гармоники приближается к резонансной частоте контура, что и приводит к увеличению ее амплитуды. Поскольку форма сигнала близка к синусоидальной, то зная амплитуды первой и второй гармоник можно оценить амплитуды и высших. Низкочастотная часть полосы синхронизации наиболее неблагоприятна в этом смысле. Здесь отношение A_2/A_1 максимально, порядка 1/8, что соответствует скорости убывания коэффициентов ряда Фурье сигнала автогенератора порядка $1/n^3$, где n – номер гармонической составляющей. Это соотношение позволяет оценить амплитуды высших гармоник.

Выводы

Представлен автогенераторный следящий фильтр с нелинейной обратной связью. Исследовано влияние этой обратной связи на величину высших гармонических составляющих сигнала автогенератора. Показано, что гармонические составляющие внешнего сигнала мало влияют на уровень гармоник сигнала автогенератора, который достаточно мал, что обеспечивает малую погрешность измерения частоты периодического полигармонического сигнала. Полученные соотношения дают возможность оценить их амплитуды. Практическое применение фильтра в устройстве для измерения мгновенной частоты вращения вала ротора турбокомпрессора подтвердило его высокую эффективность.

Список литературы:

1. Khokhlov R.V. A Method of Analysis in the Theory of Sinusoidal Self-Oscillations // IRE Trans. Circuit Theory. – 1960. – vol. 7, № 4. – pp. 398-413.
2. Ruthroff C.L. Injection-Locked Oscillator FM Receiver Analysis // The B.S.T.J. – 1968. – № 7. – pp. 1653-1661.
3. Toyosaku Isobe, Power Amplification for FM and PM Signals with Synchronized IMPATT Oscillators // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1970. – vol. 18, № 11 R.V. – pp. 906- 911.
4. Daikoku K., Mizushima Y., Properties of Injection Locking in the non-linear oscillator // Intern. Journ. of Electronics. – 1974. – vol. 31, № 3. – pp. 279-292.
5. Biswas B.N., Ray S.K. Discrimination of a Second-Order Injection Synchronized Oscillator Against Interfering Tones // IEEE Trans. Circuits Syst. – 1974. – vol. 21, № 3. – pp. 402- 405.
6. Elwakil A.S., Ozoguz A.S.. On the Generation of Higher Order Chaotic Oscillators via Passive Coupling of Two Identical or Nonidentical Sinusoidal Oscillators // IEEE Trans. Circuits Syst. I. – 2006. – vol. 53, № 7. – pp. 1521-1532.
7. Plessas F.C., Papalambrou A., Kalivas G. A 5-GHz Subharmonic Injection-Locked Oscillator and Self-Oscillating Mixer // IEEE Trans. Circuits Syst. II. – 2008. – vol. 55, № 7. – pp. 633- 637.
8. Zhao L., Xiang L., Liu J., Zhou J. Sampled-data group synchronization of coupled harmonic oscillators subject to controller failure // Proc. CCC 34th Chinese. – 2015. – pp. 2309-2314.

9. Рапин В.В. Устройство для измерения частоты вращения ротора турбокомпрессора // Двигателестроение. – 1984. – №4. – С. 23-24.

10. Rapin V. Synchronized Oscillators with the Phase Negative Feedback // IEEE Trans. Circuits Syst. I. – 2002. – vol. 49, № 8. – pp. 1242- 1245.

11. Rapin V. New Principle of the Phase-Locked Loop Operation // Proc. Of 5th IEEE International conference on circuits and systems for communications, ICCSC'10, Belgrade, Serbia, 2010. November 23-25. – pp. 145-149.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 19.07.2018