

УДК 621.373.072.9

ФОРМИРОВАНИЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО СИГНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ АВТОГЕНЕРАТОРА С НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В. В. Рапин

Кандидат технических наук, доцент
 Кафедра радиоэлектроники и компьютерных систем
 Украинская инженерно-педагогическая академия
 ул. Университетская, 16. г. Харьков, Украина, 61003
Контактные тел.: (057) 97-59-55
E-mail: vrapin@ukr.net

У роботі приведений метод формування нелінійного зворотного зв'язку, що забезпечує не лише широку смугу синхронізації автогенератора, але і виключає вплив гармонійних складових зовнішнього сигналу синхронізації на спектр сигналу автогенератора.

Ключові слова: автогенератор, синхронізація, фазовий обернений зв'язок.

В работе приведен метод формирования нелинейной обратной связи, обеспечивающий не только широкую полосу синхронизации автогенератора, но и исключаящий влияние гармонических составляющих внешнего сигнала синхронизации на спектр сигнала автогенератора.

Ключевые слова: автогенератор, синхронизация, фазовая обратная связь.

In this paper a method of the nonlinear feedback forming is shown. It provided not only wide band of synchronization of oscillator but also eliminated influence the high harmonics of the external synchronizing signal on the spectrum of oscillator signal.

Key words: oscillator, synchronization, phase feedback.

1. Введение

Автогенераторы в режиме синхронизации используются при создании синхронных радиоприемных устройств, позволяют производить усиление и демодуляцию АМ, ЧМ и ФМ сигналов, фазовую коррекцию, нелинейную фильтрацию, преобразование малых изменений частоты сигнала синхронизации в фазовый сдвиг и многое другое [1-6]. Однако сложность математических моделей, отсутствие адекватных методов их исследования и новых научно – технических решений не позволяет реализовать потенциальные возможности синхронизированных автогенераторов. Введение фазовой обратной связи позволило существенно расширить функциональные возможности, как отдельных автогенераторов, так и их систем в целом, поскольку привело не только к улучшению известных характеристик, но и к появлению новых свойств. Однако влияние нелинейной обратной связи, каковой по существу является фазовая обратная связь, рассматривалось только в случае квазигармонических автогенераторов.

В связи с этим, целью данной статьи является формирование непосредственного сигнала синхронизации при полигармонической синхронизации одноконтурного LC- автогенератора в случае нелинейной обратной связи.

2. Функционирование автогенератора с нелинейной обратной связью.

Рассмотрим синхронизированный на основном тоне одноконтурный LC- автогенератор, структурная схема которого показана на рис. 1. Принципиальная схема собственно автогенератора представлена на рис. 2, а структурная схема блока формирования нелинейной обратной связи изображена на рис. 3.

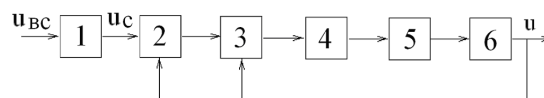


Рис. 1. Структурная схема автогенератора с нелинейной обратной связью:
 1 – широкополосный фильтр; 2, 3 – блоки формирования нелинейной обратной связи; 4 – блок стабилизации амплитуды сигнала; 5 – преобразователь напряжения в ток; 6 – автогенератор; $u_{вс}$ - внешний сигнал; u - сигнал автогенератора.

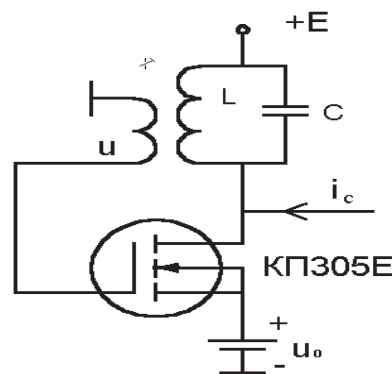


Рис.2. Схема автогенератора.

Нелинейная обратная связь реализуется путем формирования непосредственного сигнала синхронизации по определенному правилу, которое задается операциями блока формирования этой нелинейной обратной связи.

Исходя из практического использования автогенератора в качестве следящего фильтра, ограничимся только учетом первой и второй гармонических составляющих. В

этом случае граничные частоты фильтров 1 (рис. 1) и 5 (рис. 3) устанавливаются равными граничным частотам следящего фильтра. Верхняя граничная частота фильтра 2 (рис. 3) равняется удвоенной верхней граничной частоте следящего фильтра, а нижняя граничная частота совпадает с нижней граничной частотой следящего фильтра. В процессе анализа в дальнейшем сдвиги фаз сигналов одинаковой частоты, обусловленных прохождением через различные фильтры, имеющие одинаковые полосы пропускания, будут обозначаться одинаковыми символами. Обозначим нижнюю граничную частоту следящего фильтра как ω_n , а верхнюю как ω_0 . Таким образом, частота первой гармонической составляющей входного сигнала меняется в диапазоне $\omega_n \leq \omega_c \leq \omega_0$.

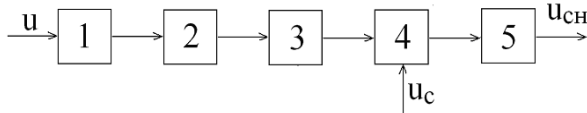


Рис. 3. Структурная схема блока формирования нелинейной обратной связи: 1,3,5 – широкополосные фильтры; 2, – схема возведения в квадрат; 4 – перемножитель.

Следящий фильтр может работать в двух режимах. Первый - это когда частота первой гармоники сигнала синхронизации, а следовательно и частота первой гармоники сигнала автогенератора, принимает такие значения, при которых через входной широкополосный фильтр 1 (рис. 1) и через фильтры 1, 5, (рис. 3) проходят только первые гармоники сигналов. Частота первой гармоники в этом случае будет меняться в пределах $\omega_0 / 2 < \omega_c < \omega_0$.

Второй режим наступает тогда, когда в полосы пропускания вышеуказанных фильтров с фиксированной полосой пропускания попадают первая и вторая гармоники сигналов внешнего и автогенератора. Частота первой гармонической составляющей в этом случае меняется в пределах $\omega_0 / 3 < \omega_c < \omega_0 / 2$.

3. Формирование сигнала нелинейной обратной связи первым блоком.

Рассмотрим первый режим. Допустим, что внешний полигармонический сигнал u_{BC} после прохождения входного фильтра 1 (рис. 1) описывается выражением $u_c = A_{c1} \cos(\omega_c t + \varphi_{c1})$, а полигармонический сигнал обратной связи после прохождения фильтра 1 (рис. 3) имеет вид $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1 + \varphi_{1\varphi_1})$, где $\varphi_{1\varphi_1}$ фазовый сдвиг, вносимый фильтром 1. В выражении для внешнего сигнала он входит фазу φ_{c1} , в силу произвольности фазы внешнего сигнала. В соответствии с алгоритмом формирования нелинейной обратной связи возводим сигнал обратной связи в квадрат $u' = A_1^2 [1 + \cos(2\omega_c t + 2\varphi_1 + 2\varphi_{1\varphi_1})] / 2$. После прохождения фильтра 3 вторая гармоника получает дополнительный сдвиг фазы $\varphi_{2\varphi_3}$. На выходе этого фильтра имеем $u'' = A_1^2 / 2 \cos(2\omega_c t + 2\varphi_1 + 2\varphi_{1\varphi_1} + \varphi_{2\varphi_3})$. Далее она перемножается с сигналом синхронизации. Третья гармоника устраняется фильтром 5, а первая, получив фазовый сдвиг $\varphi_{1\varphi_1}$, проходит на выход. Это и есть непосредственный сигнал синхронизации сформированный на первом цикле, $u_{n1} = A_{c1}^{n1} / 2 \cos(\omega_c t + \psi_{c1})$,

$$\text{где } \psi_{c1} = 2\varphi_1 - \varphi_{c1} + 3\varphi_{1\varphi_1} + \varphi_{2\varphi_3}, \quad A_{c1}^{n1} = A_1^2 A_{c1} / 2.$$

Для данного режима работы непосредственный сигнал синхронизации не содержит второй гармоники. Вторая гармоническая составляющая сигнала автогенератора будет определяться только самим автогенератором.

Рассмотрим теперь второй режим работы следящего фильтра. Частота внешнего полигармонического сигнала синхронизации теперь такова, что в полосу пропускания фильтров с фиксированной полосой пропускания попадают уже первая и вторая гармонические составляющие. Допустим, что внешний полигармонический сигнал после прохождения входного фильтра 1 описывается выражением $u_c = A_{c1} \cos(\omega_c t + \varphi_{c1}) + A_{c2} \cos(2\omega_c t + \varphi_{c2})$, а полигармонический сигнал обратной связи после прохождения фильтра 1 (рис. 3) записывается в виде $u = A_1 \cos(\omega_c t + \varphi_1 + \varphi_{1\varphi_1}) + A_2 \cos(2\omega_c t + \varphi_2 + \varphi_{2\varphi_1})$, где $\varphi_{1\varphi_1}$ и $\varphi_{2\varphi_1}$ фазовые сдвиги, вносимые фильтром 1. В выражении для внешнего сигнала синхронизации дополнительные фазовые сдвиги входят в фазы φ_{c1} и φ_{c2} , в силу произвольности фаз гармоник внешнего сигнала. Возводим сигнал обратной связи в квадрат. Четвертая гармоника и постоянная составляющая устраняются фильтром 3. Третья гармоника проходит на выход фильтра 3, только когда выполняется неравенство $\omega_c < 2 / 3 \omega_0$. Все гармоники, прошедшие на выход фильтра 3, получают также дополнительный фазовый сдвиг. Выходной сигнал этого фильтра имеет вид

$$u' = A_1^2 \left[\frac{A_2}{A_1} \cos(\omega_c t + \varphi'_1) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + \varphi'_2) + \frac{A_2}{A_1} \cos(3\omega_c t + \varphi'_3) \right]$$

$$\text{где } \varphi'_1 = \varphi_2 + \varphi_{2\varphi_1} - \varphi_1 - \varphi_{1\varphi_1} + \varphi_{1\varphi_3}, \quad \varphi'_2 = 2\varphi_1 + 2\varphi_{1\varphi_1} + \varphi_{2\varphi_3},$$

$$\varphi'_3 = \varphi_1 + \varphi_{1\varphi_1} + \varphi_2 + \varphi_{2\varphi_1} + \varphi_{3\varphi_3}.$$

Далее он перемножается с выходным сигналом входного фильтра 1 (рис. 1), содержащим первую и вторую гармонические составляющие внешнего сигнала синхронизации. Часть гармонических составляющих проходят через фильтр 5 (рис. 3), приобретая при этом дополнительный сдвиг фазы. На выходе этого фильтра имеем

$$u_{n1} = A_1^2 A_{c1} \left\{ \frac{1}{4} \cos(\omega_c t + \varphi'_{c1}) + \frac{1}{2} \frac{A_2}{A_1} [\cos(2\omega_c t + \varphi''_{c2}) + \cos(2\omega_c t + \varphi'_{c2})] + \frac{1}{2} \frac{A_2}{A_1} \frac{A_{c2}}{A_{c1}} [\cos(\omega_c t + \varphi_{c2} - \varphi'_1 + \varphi_{1\varphi_1}) + \cos(\omega_c t + \varphi'_3 - \varphi_{c2} + \varphi_{1\varphi_1})] \right\},$$

$$\text{где } \varphi'_{c1} = \varphi'_2 - \varphi_1 + \varphi_{1\varphi_1}, \quad \varphi''_{c2} = \varphi'_2 + \varphi_{c1} + \varphi_{2\varphi_1},$$

$$\varphi'_{c2} = \varphi'_3 - \varphi_{c1} + \varphi_{2\varphi_1}.$$

Это и есть выходной сигнал первого блока формирования нелинейной обратной связи. В данном соотношении амплитуда второй гармонической составляющей внешнего сигнала синхронизации A_{c2} не входит в выражение для амплитуды второй гармоники непосредственного сигнала синхронизации. Это говорит о том, что A_{c2} не оказывает влияния на амплитуду второй гармоники сигнала автогенератора. Ее влияние на амплитуду первой гармоники сигнала синхронизации не имеет значения поскольку она устанавливается исходя из требуемой полосы синхронизации и поддерживается постоянной с помощью блока стабилизации амплитуды. В итоге получим соотношение для непосредственного сигнала синхронизации автогенератора в виде

$$u_{cn}^{(1)} = A_{cn1}^{(1)} \cos(\omega_c t + \varphi'_{c1}) + A_{cn2}^{(1)} \cos(2\omega_c t + \frac{\varphi'_{c2} + \varphi'_{c2}}{2}),$$

где $A_{ch1}^{(1)} = \frac{1}{4} A_1^2 A_{c1}$, $A_{ch2}^{(1)} = A_1^2 A_{c1} \frac{A_2}{A_1} \cos(\frac{\varphi_{c2}'' - \varphi_{c2}'}{2})$ - амплитуды гармоник.

Рассмотрим отношение амплитуд второй гармоники к первой.

$$A_{ch2}^{(1)} / A_{ch1}^{(1)} = 4 A_2 / A_1 \cos(\frac{\varphi_{c2}'' - \varphi_{c2}'}{2})$$

Амплитуда второй гармоники этого сигнала зависит только от амплитуды второй гармоники сигнала автогенератора, которая мала. Итак $(A_{ch2}^{(1)} / A_{ch1}^{(1)})_{max} = 4 A_2 / A_1 \ll A_{c2} / A_{c1}$. Это неравенство говорит о том, что нелинейная обратная связь существенно уменьшает относительную амплитуду второй гармонической составляющей непосредственного сигнала синхронизации по сравнению с относительной амплитудой второй гармоники внешнего сигнала синхронизации, что в свою очередь приводит к уменьшению относительной амплитуды второй гармоники выходного сигнала фильтра. А это эквивалентно увеличению избирательности его по отношению ко второй гармонической составляющей. Однако при использовании одного блока формирования нелинейной обратной связи полоса синхронизации не может быть значительной. В связи с этим полученный сигнал далее обрабатывается вместе с сигналом обратной связи во втором блоке формирования нелинейной обратной связи.

4. Формирование сигнала нелинейной обратной связи вторым блоком

Итак, на втором цикле формирования непосредственного сигнала синхронизации возводим сигнал обратной связи в квадрат. Четвертая гармоника и постоянная составляющая устраняются фильтром 3, а оставшиеся получают дополнительный фазовый сдвиг. В результате имеем выражение, идентичное полученному, после аналогичной операции на первом цикле.

$$u' = A_1^2 [\frac{A_2}{A_1} \cos(\omega_c t + \varphi_1') + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + \varphi_2') + \frac{A_2}{A_1} \cos(3\omega_c t + \varphi_3')]$$

Далее этот сигнал перемножается с выходным сигналом первого блока формирования нелинейной обратной связи. Часть гармонических составляющих проходят через фильтр 5. Гармоники выходного сигнала этого фильтра приобретают дополнительный сдвиг фазы.

$$u_{n2} = A_1^4 A_{c1} \frac{1}{8} \{ \frac{1}{2} \cos(\omega_c t + \psi_1) + \frac{A_2}{A_1} [\cos(2\omega_c t + \psi_2^{(1)}) + \cos(2\omega_c t + \psi_2^{(2)})] \},$$

$$\text{где } \psi_1 = \varphi_2'' - \varphi_{c1}' + \varphi_{1\phi1} = \varphi_{c1}, \quad \psi_2^{(1)} = \varphi_1'' + \varphi_{c1}' + \varphi_{2\phi1},$$

$$\psi_2^{(2)} = \varphi_3'' - \varphi_{c1}' + \varphi_{2\phi1}.$$

Это выражение, представляющее непосредственный сигнал синхронизации, можно представить в более удобном виде

$$u_{ch}^{(2)} = A_{ch1}^{(2)} \cos(\omega_c t + \varphi_{c1}) + A_{ch2}^{(2)} \cos(2\omega_c t + \psi_{c2}) \}$$

$$\text{где } A_{ch1}^{(2)} = \frac{1}{16} A_1^4 A_{c1}, \quad A_{ch2}^{(2)} = \frac{1}{4} A_1^4 A_{c1} \frac{A_2}{A_1} \cos(\frac{\psi_2^{(1)} - \psi_2^{(2)}}{2}),$$

$$\psi_{c2} = \frac{\psi_2^{(1)} + \psi_2^{(2)}}{2}.$$

Отношение амплитуды второй гармонической составляющей к первой задается выражением

$$\frac{A_{ch2}^{(2)}}{A_{ch1}^{(2)}} = 4 \frac{A_2}{A_1} \cos(\frac{\psi_2^{(1)} - \psi_2^{(2)}}{2}) \text{ откуда имеем } (\frac{A_{ch2}^{(2)}}{A_{ch1}^{(2)}})_{max} = 4 \frac{A_2}{A_1}.$$

После второго цикла формирования относительная величина второй гармонической составляющей непосредственного сигнала синхронизации не изменилась по сравнению с относительной величиной второй гармонической составляющей непосредственного сигнала синхронизации, полученного на первом цикле, и осталась малой.

Для обеспечения заданной полосы синхронизации амплитуда непосредственного сигнала синхронизации устанавливается определенной величины и поддерживается неизменной посредством блока стабилизации амплитуды 4 (рис. 1). Тогда выходной сигнал блока 4 можно представить как $u_{cu} = A_{1u} \cos(\omega_c t + \varphi_{c1}) + A_{2u} \cos(2\omega_c t + \psi_{c2})$.

Теперь первая гармоническая составляющая непосредственного сигнала синхронизации имеет фазу такую же, как и фаза внешнего сигнала синхронизации. Это означает, что двойное нелинейное преобразование посредством двух последовательно соединенных блоков формирования нелинейной обратной связи позволяет уменьшить относительную амплитуду второй гармоники непосредственного сигнала синхронизации по сравнению с относительной амплитудой второй гармоники внешнего сигнала и делает независимой амплитуду второй гармоники непосредственного сигнала синхронизации от амплитуды второй гармоники внешнего сигнала.

Далее выходной сигнал блока стабилизации амплитуды 4 преобразуется в ток.

$$i_c = I_{c1} \cos(\omega_c t + \varphi_{c1}) + I_{c2} \cos(2\omega_c t + \psi_{c2}),$$

$$\text{где } \psi_{c2} = (\psi_2^{(1)} + \psi_2^{(2)}) / 2 = \varphi_2 + 2\varphi_{2\phi1} + 1/2\varphi_{3\phi3} + 1/2\varphi_{1\phi3},$$

$$I_{c2} / I_{c1} = 4 A_2 / A_1.$$

Он также имеет малую относительную амплитуду второй гармонической составляющей, но при этом обеспечивает широкую полосу синхронизации.

5. Заключение

Использование нелинейной обратной связи позволяет в еще большей степени реализовать потенциальные возможности автоколебательных систем. Ранее проведенные исследования имели своей целью определение закономерностей влияния этой обратной связи на сдвиг фазы сигнала синхронизированного автогенератора относительно внешнего сигнала синхронизации. Влияние нелинейной обратной связи на спектр сигнала автогенератора при полигармонической синхронизации не рассматривалось. Данное исследование, посвященное этой проблеме, позволило установить, что предложенная нелинейная обратная связь дает возможность исключить влияние высших гармоник внешнего сигнала синхронизации на спектр сигнала автогенератора, что увеличивает его избирательность и может использоваться в автогенераторных следящих фильтрах.

Литература

1. Самойленко, Ю.И. Избирательные свойства автоколебательной системы, синхронизированной гармоническим сигналом [Текст] / Ю.И. Самойленко // Радиотехника

- і електроніка.- 1959.- №1.- С. 39-42.
2. Khokhlov, R.V. A Method of Analysis in the Theory of Sinusoidal Self-Oscillations [Текст] / R.V. Khokhlov // IRE Transactions on Circuit Theory. -1960.- vol. CT-7, № 4.- p. 398-413.
 3. Ruthroff, C.L. Injection-Locked Oscillator FM Receiver Analysis [Текст] / C.L. Ruthroff // The Bell System Technical Journal. -1968.- № 7.- p. 1653-1661.
 4. Toyosaku Isobe. Power Amplification for FM and PM Signals with Synchronized IMPATT Oscillators [Текст] / Isobe Toyosaku // IEEE Trans. -1970.- vol. MTT-18, №11.- p. 906- 911.
 5. Daikoku, K. Properties of Injection Locking in the non-linear oscillator [Текст] / Y. Mizushima // International Journal of Electronics. -1974.- vol. 31, №3.- p. 279-292.
 6. Карпов, В.В. Усилительные свойства синхронизированного автогенератора [Текст] / М.Е. Квасов // Вест. Моск. Ун-та. -1978.-Сер.3. Физика, астрономия. Т. 19, № 3. -С. 116-118.

Проведено моделювання системи Лю в програмному середовищі LabVIEW та реалізовано електричну схему генератора хаотичних коливань на базі цієї системи. Досліджено різні види коливних процесів, що утворюються шляхом зміни значень її параметрів.

Ключові слова: гіперхаос, хаос, система Лю, гіперхаотичні коливання.

Проведено моделирование системы Лю в программной среде LabVIEW и реализована электрическая схема генератора хаотических колебаний на базе этой системы. Исследованы различные виды колебательных процессов, которые образуются путем изменения значений ее параметров.

Ключевые слова: гиперхаос, хаос, система Лю, гиперхаотические колебания.

The modeling of Liu system in LabVIEW has been worked. Circuit diagram of generator of chaotic oscillations on the basis of Liu system has been implemented. Different types of oscillations which are formed by changing the values of its parameters has been investigated.

Key words: hyperchaos, chaos, Liu systems, hyperchaotic oscillations.

I. Вступ

Перший хаотичний атрактор був отриманий Е. Лоренцом у 1963 році в результаті розв'язку системи трьох диференціальних рівнянь першого порядку. В подальшому ця система стала предметом досліджень у різних галузях науки та техніки. З того часу, вона привернула увагу багатьох вчених і велика кількість робіт була присвячена дослідженню цієї системи та її властивостей. Частина з них носить прикладний характер та описує використання хаотичних процесів для передавання інформації, створення систем зв'язку на основі генераторів хаосу та використання детермінованого хаосу для захисту інформації [1]. В останнє десятиліття були розроблені нові моделі хаотичних атракторів шляхом модифікацій системи Лоренца, серед яких заслуговують увагу атрактор Чена (Chen's attractor) [2] та система Лю (Liu system) [3, 4].

УДК 621.391

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАОТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ, ГЕНЕРОВАНИХ СИСТЕМОЮ ЛЮ

П. В. Іванюк
Аспірант*

Контактний тел.: 097-651-18-24
E-mail: ivanyukpetro@ukr.net

Л. Ф. Політанський

Доктор технічних наук, професор, завідувач кафедрою*
Контактний тел.: +(037) 224-24-36
E-mail: politanskyu@chnu.cv.ua

Р. Л. Політанський

Кандидат фізико-математичних наук, доцент*
Контактний тел.: (037) 226-18-61
E-mail: polyr@mail.ru

*Кафедра радіотехніки та інформаційної безпеки
Чернівецький національний університет
імені Юрія Федьковича
вул. Коцюбинського, 2, Чернівці, Україна, 58012

Метою даної роботи є дослідження властивостей системи Лю, що породжує хаотичну динаміку і може бути використана в телекомунікаційних системах.

II. Математична модель системи

Хаотичні системи характеризуються показниками Ляпунова, значення яких можна отримати чисельними методами, описаними в [5]. В залежності від їх значень системи можна поділити на чотири групи [3]:

періодичні, при рівності одного із показників Ляпунова нулю, а значення трьох інші є від'ємними;

квазі-періодичні, при рівності двох показників нулю, а значення двох інших є від'ємними;

хаотичні, при умові, що один із показників Ляпунова дорівнює нулю, один із них – додатний, а два інші – від'ємні;