

УДК 621.396

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ НА ИХ СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Лисиченко Р. Н., аспирант*,
Черемисин Н. М., к.т.н.

Харьковский национальный технический университет сельского хозяйства им. П. Василенка

Тел.: (057) 712-34-32

Аннотация - в результате проведенных теоретических исследований предложена методика расчета синхронизатора частоты возбуждения и систем фазовой синхронизации инверторов.

Ключевые слова: инвертор напряжения, спектральные характеристики инвертора, преобразователи частоты, фазовый детектор.

Постановка проблемы. В последнее время в АПК увеличилось количество рабочих машин и механизмов, оснащенных регулируемым электроприводом. Регулирование частоты вращения реализуется в зависимости от изменения контрольных параметров технологического процесса посредством применения преобразователя частоты (ПЧ) в цепи питания асинхронного электродвигателя [1,2].

Основным элементом ПЧ является инвертор напряжения, который имеет сложную конструкцию и представляет для электрической сети нелинейным потребителем, что требует повышенного внимания на проблему качества электроэнергии в сети, т.к. генерирует высшие гармоники. Причиной появления высших гармоник являются полупроводниковые элементы (диоды, транзисторы, тиристоры, др.), которые входят в состав электрических схем инвертора. Поэтому необходимо усовершенствовать схемные решения инверторов напряжения.

Анализ последних исследований. Проведенный в работе анализ показал, что в известных работах, посвященных анализу и синтезу систем фазовой синхронизации инверторов, основные элементы данных систем, в частности фазовые детекторы, усилители обратной связи и управляющие элементы, считаются обычно идеальными [3,4]. Например, идеализированная модель фазового детектора представляется обычно в виде идеального перемножителя с фильтром нижних

частот на выходе. При этом характеристика такого фазового детектора может быть описана соотношением следующего вида

$$u_{\text{ВЫХФДиг}} \doteq \sin \Delta \varphi, \quad (1)$$

где $u_{\text{ВЫХФДиг}}$ - напряжение на выходе идеального фазового детектора;

$\Delta \varphi$ - разность фаз сигналов опорного и принимаемого колебаний.

Формирование целей статьи. Провести теоретические теоретических исследования методов расчета синхронизатора частоты возбуждителя и систем фазовой синхронизации инверторов.

Основные материалы исследований. Реальные радиоэлементы, в частности перемножители, обладают ограниченным линейным динамическим диапазоном, вне которого необходимо учитывать влияние нелинейных искажений. С этой целью представим выходной сигнал реального перемножителя Z в виде двойного ряда Вольтерра от опорного Y и принимаемого X сигналов.

$$Z(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) = \sum_{\substack{i, j=0 \\ i=j=0}}^{\infty} H_{ij} \left(f_1, \dots, f_i, f'_1, \dots, f'_j \right) \prod_{k=1}^i X(f_k) \prod_{e=1}^j Y(f'_e), \quad (2)$$

где H_{ij} - нелинейная передаточная функция (ядро Вольтерра);

$(i + j)$ -го порядка реального перемножителя;

f'_k, f'_e - аргументы многомерного преобразования Фурье.

Полезная составляющая выходного сигнала фазового детектора. Z_n описывается выражением

$$Z_n(f_1, -f'_1) = H_{11}(f_1, -f'_1) X(f_1) Y(-f'_1). \quad (3)$$

Тогда величина Z_I , определяемая формулой вида

$$Z_H(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) = Z(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) - Z_I(f_1, -f'_1).$$

Может служить количественной характеристикой степени неидеальности реального фазового детектора. Учитывая фильтрующие свойства стоящего на выходе перемножителя фильтра низких частот и ограничиваясь характеризующими динамический диапазон этого перемножителя нелинейными составляющими третьего порядка, выход-

ной сигнал неідеального фазового детектора приблизенно можна описати наступним вираженням

$$Z = Z_i + Z_j \cong H_{11}(f_1, -f_1')X(f_1)Y(-f_1') + H_{31}(f_1, f_1, -f_1, -f_1') \cdot X(f_1)X(f_1)X(-f_1)Y(-f_1') + H_{13}(f_1, -f_1', -f_1', f_1')X(f_1)Y(-f_1')Y(-f_1') \cdot Y(f_1') + H_{22}(f_1, f_1, -f_1', -f_1')X(f_1)X(f_1)Y(-f_1')Y(-f_1'), \quad (4)$$

где f_1, f_1' - несущая (средняя) частота входного сигнала (принимаемого) и опорного колебаний соответственно, причем, предполагается, что $f_1 \cong f_1'$.

Отсюда следует, что характеристика неідеального фазового детектора имеет вид

$$u_{\text{ВЫХФДреал}} \cong \sin \Delta\varphi + (K_{31} + K_{13})\sin \Delta\varphi + K_{22} \sin 2\Delta\varphi, \quad (5)$$

где величины K_{31}, K_{13} и K_{22} характеризуют динамический диапазон фазового детектора и однозначно определяются отношениями

$$\left| \frac{H_{31}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \cdot \left| \frac{H_{13}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \text{ и } \left| \frac{H_{22}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \text{ соответственно.}$$

При этом предполагается, что величины $H_{11}(\cdot), H_{31}(\cdot), H_{13}(\cdot), H_{22}(\cdot)$ собственных фазовых искажений не вносят, поскольку данные искажения являются регулярными (систематическими) и могут быть априорно скорректированы.

Аналогичным образом может быть учтена неідеальность усилителя обратной связи, на выходе которого даже в случае неискаженного выходного сигнала фазового детектора (т.е. при $u_{\text{ВЫХФД}} = u_{\text{ВЫХФДиг}} = \sin \Delta\varphi$) имеем

$$U \cong \mu \{u_{\text{ВЫХФД}}\} = \mu_1 \sin \Delta\varphi + \mu_2 \sin 2\Delta\varphi + \mu_3' \sin \Delta\varphi + \mu_3'' \sin 3\Delta\varphi, \quad (6)$$

где $\mu(\cdot)$ - оператор, описывающий работу усилителя обратной связи;

U - сигнал на выходе усилителя обратной связи;

μ_i - коэффициенты, характеризующие динамический диапазон усилителя обратной связи по нелинейным искажениям i -го порядка ($i \geq 2$);

μ_1 - коэффициент передачи усилителя обратной связи.

Подобные результаты дает и учет неидеальности (нелинейности) регулировочной характеристики управляющего элемента, выходной сигнал которого ω может быть описан выражением вида

$$\omega \cong \varphi\{U\} = \varphi_1 \mu_1 \sin \Delta\varphi + \varphi_2 \mu_1^2 \sin 2\Delta\varphi + \varphi_3' \mu_1^3 \sin \Delta\varphi + \varphi_3'' \mu_1^3 \sin 3\Delta\varphi. \quad (7)$$

где $\varphi\{\}$ - оператор характеризующий управляющий элемент;
 φ_j - коэффициенты, описывающие динамический диапазон управляющего элемента по нелинейным искажению j -го порядка ($j \geq 2$);
 φ_1 - линейный коэффициент преобразования управляющего элемента.

Здесь, как и в формуле (6) предполагается, что $U = U_{ug} = \mu_1 \sin \Delta\varphi$.

Запишем дифференциальное уравнение, характеризующее нелинейную динамику системы ФАПЧ с одновременным учетом неидеальности ее фазового детектора, усилителя обратной связи и управляющего элемента. При этом получим

$$p\Delta\varphi + \Omega_y K(p) [(1 + \alpha_3') \sin \Delta\varphi + \alpha_2 \sin 2\Delta\varphi + \alpha_3'' \sin 3\Delta\varphi] = \dot{x}, \quad (8)$$

где p - комплексная переменная;
 Ω_y - полоса удержания системы ФАПЧ;
 $K(p)$ - передаточная функция линейного фильтра обратной связи;
 $\dot{x} = x(t)$ - шумы на входе системы ФАПЧ;
 α_p - коэффициент, учитывающий неидеальность одновременно фазового детектора, усилителя обратной связи и управляющего элемента ($p = 2, 3$).

Здесь величины α_p однозначно определяются нелинейными передаточными функциями соответствующего порядка каскадного соединения указанных выше элементов системы ФАПЧ. Общий вид аналитических соотношений для нахождения этих ядер Вольтерра представлен в работе [5]. При этом необходимо учитывать, что ширина линейного динамического диапазона каскадного соединения меньше минимального из динамических диапазонов отдельных элементов этого соединения. Наличие такого взаимного влияния нелинейных процессов отдельных элементов кольца ФАПЧ приводит к

тому, что суммарное влияние их неидеальности на нелинейную динамику системы автоподстройки возрастает. Поэтому при количественном анализе необходимо использовать точные соотношения для определения ядер Вольтерра многокаскадного соединения нелинейных инерционных устройств.

Разложим нелинейные функции $\sin(\cdot)$ в ряд Тейлора и, ограничиваясь первыми двумя членами этого ряда, подставим в формулу (8). Записав затем ряд Вольтерра для величины $\Delta\varphi$ и приравнивая члены, содержащие X в одинаковой степени, получим следующие выражения для нелинейных передаточных функций G_e первых трех порядков ($l=1, 2, 3$) исследуемой системы ФАПЧ с не идеальными элементами:

$$G_1(p_1) = \frac{1}{p_1 + \Omega_y K(p_1) [1 + \alpha'_3 + 2\alpha_2 + 3\alpha''_3]}; \quad (9)$$

$$G_2(p_1, p_2) = 0; \quad (10)$$

$$G_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{\frac{1}{3!} \Omega_y K(S_1 + S_2 + S_3) [1 + \alpha'_3 + 8\alpha_2 + 27\alpha''_3]}{(p_1 + p_2 + p_3) + \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3) [1 + \alpha'_3 + 2\alpha_2 + 3\alpha''_3]} \cdot \prod_{i=1}^3 G_i(p_i), \quad (11)$$

где p_i - аргументы многомерного преобразования Лапласа ($i = 1, 2, 3$).

Анализ полученных соотношений (8-10) показывает, что неидеальность элементов кольца ФАПЧ оказывает заметное влияние на нелинейную динамику этих систем и, в частности, приводит к возрастанию «веса» нелинейных составляющих в выходном сигнале системы ФАПЧ. Данное влияние становится особенно существенным при наличии внешних мощных сосредоточенных составляющих или широкополосных шумов достаточно большого уровня. Это может иметь место, например, в системах фазовой синхронизации инвертора с первичной сетью, системах фазовой синхронизации инвертора с нагрузкой при работе выпрямительного блока инвертора и блока силовых ключей. Поэтому при исследовании и разработке систем фазовой синхронизации инвертора целесообразно качественно оценивать влияние неидеальности характеристик данных систем и задавать требования к допустимой степени этой неидеальности исходя из условия функционирования и параметров рассматриваемых систем.

Оценим влияние нелинейности характеристик элементов сложных комбинированных систем синхронизации на качество их функционирования.

С этой целью в правой части уравнения, описывающую работу внутреннего кольца ФАП с синусоидальной нелинейностью

$$p\varphi + \Omega_y K(p) \sin \varphi = \dot{x}, \quad (12)$$

где p - аргумент преобразования Лапласа;

φ - разность фаз сигналов, поступающих на входы фазового детектора;

Ω_y - полоса удержания внутреннего кольца ФАП;

$K(p)$ - передаточная функция фильтра схемы ФАП;

$\dot{x} = x(t)$ - внешние, по отношению к внутреннему кольцу ФАП, возмущения.

Учтем нелинейные компоненты сигнала внешнего кольца синхронизации, поступающие на вход фазового детектора внутреннего кольца ФАП, т.е.

$$x = \sum_{n=1}^{\infty} G_n(p_1, \dots, p_n) \prod_{i=1}^n y(p_i) \cong G_1(p_1) y(p_1) + G_3(p_1, p_2, p_3) \prod_{i=1}^3 y(p_i), \quad (13)$$

где $G_n(\cdot)$ - ядро Вольтерра (нелинейная передаточная функция) n -го порядка внешнего кольца синхронизации;

p_i - i -аргумент многомерного преобразования Лапласа;

y - внешние, по отношению к системе синхронизации в целом (а следовательно, и по отношению к ее внешнему кольцу АПЧ) возмущения.

Тогда, используя методику, описанную в подразделе 2.2, из уравнения (12) с учетом формулы (13) можно получить следующие выражения для ядер Вольтерра первых трех порядков, описывающих нелинейную динамику двухкольцевой системы синхронизации:

$$H_1(p_1) = \frac{G_1(p_1)}{p_1 + \Omega_y K(p_1)}; \quad (14)$$

$$H_2(p_1, p_2) = 0; \quad (15)$$

$$H_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{G_3(p_1, p_2, p_3) + \frac{1}{3!} \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3) \prod_{i=1}^3 \frac{G_i(p_i)}{p_i + \Omega_y K(p_i)}}{(p_1 + p_2 + p_3) + \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3)}. \quad (16)$$

Аналогічним образом можна отримати нелінійні передаточні функції для трьохкольцевих і більш складних комбінованих систем синхронізації.

Из анализа соотношений (14) следует, что в частности, что с увеличением числа колец АПЧ в сложной комбинированной системе синхронизации происходит «накопление» нелинейных компонент и, следовательно, дополнительное снижение точности синхронизации. Поэтому для повышения реальной эффективности разрабатываемых сложных комбинированных систем синхронизации необходим не только анализ нелинейных явлений в изолированных кольцах ФАПЧ, но и максимально полный учет взаимных влияний между схемами захвата и удержания сигналов.

Подставляя полученные соотношения в уравнение

$$S_{\varphi}(\omega) = b^2 \Omega_y^2 \left\{ 1 + \frac{1}{3!} b^2 \Omega_y^3 \frac{K_1 \omega^6 + K_2 \omega^4 + K_3 \omega^2 + K_4}{L_1 \omega^8 + L_2 \omega^4 + L_3 \omega^2 + L_4} \right\} \cdot \frac{m^2 \omega^2 + 1/T^2}{\omega^4 + \frac{1}{T^2} [1 + 2T\Omega_y(m-1) + m^2 T^2 \Omega_y^2] \omega^2 + \left(\frac{\Omega_y}{T} \right)^2}$$

можно получить численные оценки значения спектральной плотности мощности фазовых флуктуации на выходе системы ФАПЧ, исследовать ее динамические характеристики и на этой основе получить необходимые расчетные соотношения при разработке и проектировании синхронизатора частоты возбудителей и систем фазовой синхронизации инверторов.

Апробация предложенной методики анализа влияния неидеальности характеристик основных элементов ФАПЧ синхронизатора частоты, комбинации ФАП и ЧАЛ осуществлена на основе сравнения результатов расчета на компьютере с результатами экспериментальных исследований на частоте 1 ГГц и приведена на рис. 1.

Как видно из рис. 1, методика расчета позволяет получить весьма близкие к экспериментальным значениям расчетные данные как для спектральных плотностей мощности фазовых флуктуации, так и для дискретных составляющих спектра выходного сигнала.

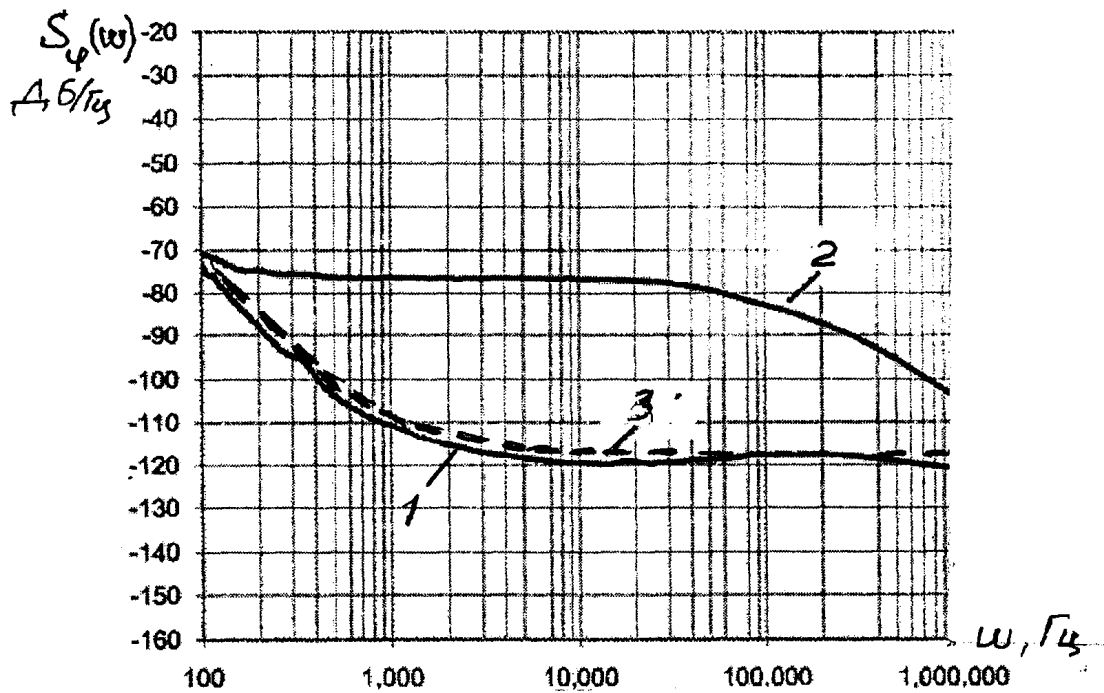


Рис. 1. График фазовых шумов синтезатора с учетом основных нелинейностей: 1 – фазовые шумы, 2 – побочные спектральные составляющие (ПСС), 3 – расчетные данные ФШ.

Вывод. Таким образом, из приведенных результатов следует, что предложенная методика расчета дает близкие к экспериментальным значениям численные оценки и может быть рекомендована для проектирования синхронизатора частоты возбудителей и систем фазовой синхронизации инверторов.

Список использованной литературы.

1. Акимов Л.В. Автоматизированный электропривод: элементы, теория, системы управления / Л.В. Акимов, П.А. Качанов, А.Н. Черенов – Харьков: НТУ «ХПИ», 2011. – 532 с.
2. Голодний І.М. Моделювання регульованого електропривода: Підручник / І.М. Голодний, Ю.М. Лавриненко, Л.С. Червінський – К.: Аграр Медіа Груп, 2013. – 227 с.
3. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / 2-е издание. Под ред. В.В. Шахгильдяна – М.: Радио и связь, 1989. – 230 с.
4. Шахгильдян В. В. Системы фазовой автоподстройки с элементами дискретизации / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин – М.: Энергия, 1979. – 224 с.

5. *Rise S.O.* Volterra Systems With more than one snput port (Distortion in a frequency conuerter) // Bell Syst Tech – 1973. – № 8. – P. 1255-1271.

**ТЕОРЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНОСТІ
СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ
НА ЇХ СПЕКТРАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ**

Лисиченко Р. М., Черемісін М. М.

Анотація - в результаті проведених теоретичних досліджень запропонована методика розрахунку синхронізатора частоти збудника і систем фазової синхронізації інвертора.

**THEORETICAL ANALYSIS NONLINEARITY INFLUENCE
OF PHASE CLOCK ON THEIR VOLTAGE INVERTERS
SPECTRAL CHARACTERISTICS**

R. Lysychenko, M. Cheremisin

Summary

As a result of the theoretical research, a new method of calculating the lock unit of pathogen frequency and the systems of the inverter's phase lock is suggested.