

8. Miedziński B., Okraszewski Z., Szkółka S., Szymański A. Problemy eksploatacyjne związane z wyższymi harmonicznymi prądu i napięcia generowane napędami dużej mocy // Węgiel brunatny, wydanie specjalne.

9. Staszewski K. Wyższe harmoniczne w sieci kopalnianej 6 kV // Mechanizacja i automatyzacja górnictwa. – 2001. – № 7 (367).

10. Pawłowski M., Szymański A., Fjałkowski Z. Zjawiska rezonansowe w sieciach przemysłowych // Mechanizacja i automatyzacja górnictwa. – 2002. – № 8.

11. Jasiński J., Bartosiewicz M. Filtr aktywny do kompensacji mocy biernej odkształcenia // Materiały konferencyjne JEL. – 2000.

12. Kurowski T. Hybrydowy, optymalizowany filtr dużych mocy zakłóceń w układach zasilających z przekształtnikami // Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej TN. – 1998. – № 1.

13. Mohamed Abdulla, Aiyad Salameh. The effect of SVC's Elements and power systems parameters on harmonic magnification: An experimental study // Electric Machines and Power Systems. – 1999. – № 27.

14. Szachtarin B., Artuszin C., Gołubiew C., Rukawica K. Rezonans i chaos w odnoju nieliniowej systemie // Elektryczestwo. – 2000. – № 2.

Поступила 23.09.2003

УДК 681.511.4

АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ С НАКАЧКОЙ ЗАРЯДА

Инж. ДЕРЮШЕВ А. А., докт. техн. наук ШИЛИН Л. Ю.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

В настоящее время в энергетике самое широкое применение находят импульсные устройства фазовой синхронизации (ИУФС), используемые как высококачественные стабилизаторы напряжения, регуляторы частоты вращения электродвигателей, устройства синхронизации в системах передачи телеметрической информации, синтезаторы частоты. ИУФС с накачкой заряда (ИУФСНЗ) обладают преимуществами перед другими вариантами реализации ИУФС [1...3], однако существующие методы анализа таких устройств либо используют непрерывную аппроксимацию [1, 2], не учитывающую дискретные свойства устройства, либо ограничиваются рассмотрением одного из возможных вариантов схемотехнической реализации [3], что не позволяет широко использовать полученную модель. Авторы предлагают подход, свободный от указанных недостатков.

Обобщенная структурная схема ИУФСНЗ представлена на рис. 1.

Генератор накачки (ГН) состоит из двух источников тока или напряжения противоположной полярности, которые под действием управляющих сигналов, поступающих с выхода импульсного частотно-фазового детектора (ИЧФД), с помощью ключевых элементов могут поочередно подключаться к входу фильтрующе-корректирующего звена (ФКЗ) либо отключаться от него, переводя выход ГН в нейтральное

состояние. Напряжение с выхода ФКЗ поступает на управляющий вход управляемого напряжением генератора (ГУН); выходной сигнал последнего можно представить в виде суммы управляемой ($z(t)$) и неуправляемой ($g(t)$) составляющих. В цепь обратной связи включен делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД). При моделировании реальных устройств необходимо учитывать внутренние сопротивления источников тока или напряжений, входящих в состав ГН (при использовании источников напряжения в ФКЗ вводят дополнительный резистор, что увеличивает эквивалентные внутренние сопротивления источников), при этом модель, полученная для устройства с источниками напряжения, может использоваться для расчета устройства с источниками тока при эквивалентном преобразовании последних.

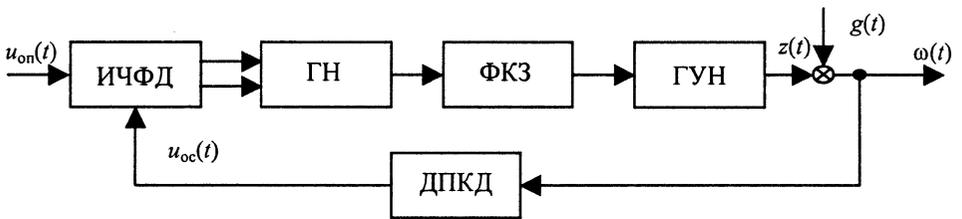


Рис. 1

В зависимости от режима работы сигнал на выходе ГН может иметь различную форму, однако все возможные варианты можно получить из обобщенного сигнала, выражение для которого имеет вид:

$$u_{ГН}(t) = \begin{cases} U^+, & t \in [nT, nT + \tau_n^+]; \\ 0, & t \in [nT + \tau_n^+, nT + \tau_n^+ + \tau_n^0]; \\ -U^-, & t \in [nT + \tau_n^+ + \tau_n^0, nT + \tau_n^+ + \tau_n^0 + \tau_n^-]; \\ 0, & t \in [nT + \tau_n^+ + \tau_n^0 + \tau_n^-, nT + kT]. \end{cases} \quad (1)$$

Вид обобщенного сигнала на выходе генератора накачки приведен на рис. 2.

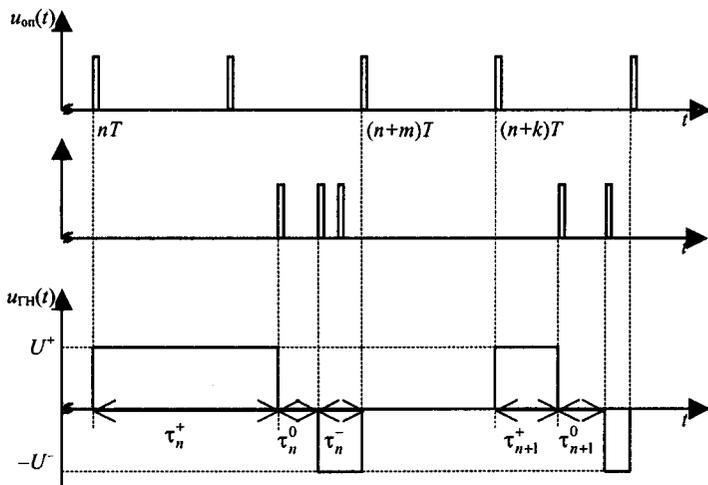


Рис. 2

Моделирование ФКЗ проведем при помощи уравнений состояния:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + Bu_{\Gamma H}(t); \\ e_{\phi}(t) = CX(t) + Du_{\Gamma H}(t). \end{cases} \quad (2)$$

Получим выражения для вектора состояния $X(t)$ на различных интервалах времени:

при $t \in [nT, nT + \tau_n^+]$

$$\begin{aligned} X(t) &= H(t - nT)X(nT) + \int_{nT}^t H(t - \lambda)BU^+ d\lambda = \\ &= H(t - nT)[X(nT) + A^{-1}BU^+] - A^{-1}BU^+, \end{aligned} \quad (3.1)$$

где $H(t) = e^{At}$ – переходная матрица состояния системы, причем элементы матрицы A рассчитываются с учетом внутреннего сопротивления источников напряжения, входящих в состав ФКЗ;

при $t \in [nT + \tau_n^+, nT + \tau_n^+ + \tau_n^0]$

$$\begin{aligned} X(t) &= H^0(t - nT - \tau_n^+)X(nT + \tau_n^+) = \\ &= H^0(t - nT)H^0(-\tau_n^+)[H(\tau_n^+)(X(nT) + A^{-1}BU^+) - A^{-1}BU^+], \end{aligned} \quad (3.2)$$

где $H^0(t) = \exp(A^0 t)$, A^0 – матрица A в уравнении (2), коэффициенты которой пересчитаны с учетом сопротивления ГН в нейтральном состоянии;

при $t \in [nT + \tau_n^+ + \tau_n^0, nT + \tau_n^+ + \tau_n^0 + \tau_n^-]$

$$\begin{aligned} X(t) &= H^0(\tau_n^0)H(t - nT - \tau_n^0)[X(nT) + A^{-1}BU^+] - H(t - nT - \tau_n^0 - \tau_n^+) \times \\ &\times [H^0(\tau_n^0)A^{-1}BU^+ + A^{-1}BU^-] + A^{-1}BU^-; \end{aligned} \quad (3.3)$$

при $t \in [nT + \tau_n^+ + \tau_n^0 + \tau_n^-, nT + kT]$

$$\begin{aligned} X(t) &= H^0(t - nT - \tau_n^+ - \tau_n^0 - \tau_n^-)X(nT + \tau_n^+ + \tau_n^0 + \tau_n^-) = \\ &= H^0(t - nT - \tau_n^+ - \tau_n^-)\{H(\tau_n^+ + \tau_n^-)[X(nT) + A^{-1}BU^+] - \\ &- H(\tau_n^-)A^{-1}BU^+ - H(-\tau_n^0)[H(\tau_n^-)A^{-1}BU^- - A^{-1}BU^-]\}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Выражение для выходной частоты ГУН представим в виде

$$\omega(t) = z(t) + g(t) = Se_{\phi}(t) + G. \quad (4)$$

С учетом изложенного выше уравнение замыкания для рассматриваемого устройства имеет следующий вид:

при $\tau_{n+1}^+ \neq 0$

$$\begin{aligned} \int_{nT + \tau_n^0}^{(n+k)T + \tau_{n+1}^+} \omega(t) dt &= \varphi_n + \tau_{n+1}^+ (G + SDU^+ - SCA^{-1}BU^+) + \\ &+ SCA^{-1}[X(nT + kT) + A^{-1}BU^+][1 - H(\tau_n^+)] = 2\pi jN_d, \end{aligned} \quad (5)$$

где N_d – коэффициент деления делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД); $j = \text{int}\left(\frac{\Phi_n}{2\pi}\right) + 1$ – число импульсов обратной связи $\text{int}(\cdot)$ обозначает операцию взятия целой части;

при $\tau_{n+1}^+ = 0$ уравнение замыкания имеет вид

$$\int_{nT+\tau_n^0}^{(n+k)T+\tau_{n+1}^++\tau_{n+1}^0} \omega(t)dt = \varphi_n + \tau_{n+1}^0 G + SCA^{-1}X(nT+kT)[1-H^0(\tau_{n+1}^0)] = 2\pi j N_d \cdot (6)$$

Входящие в (5) и (6) значения k и φ_n рассчитываем по следующим формулам:

$$k = \begin{cases} m+1, \text{int}\left(\frac{\Phi_{n1}}{2\pi}\right) = \text{int}\left(\frac{\Phi_{n1} + \Phi_{n2}}{2\pi}\right); \\ m, \text{int}\left(\frac{\Phi_{n1}}{2\pi}\right) \neq \text{int}\left(\frac{\Phi_{n1} + \Phi_{n2}}{2\pi}\right), \end{cases} \quad (7)$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \Phi_{n1} + \Phi_{n2}, & k = m+1; \\ \Phi_{n1}, & k = m, \end{cases} \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_{n1} &= \int_{nT+\tau_n^++\tau_n^0}^{nT+\tau_n^++\tau_n^0+\tau_n^-} \omega(t)dt = (G - SDU^-)\tau_n^- + \\ &+ SCA^{-1}H^0(\tau_n^0)H(\tau_n^+)[1-H(\tau_n^0)][X(nT) + A^{-1}BU^-] + \\ &+ SCA^{-1}[1-H(\tau_n^-)][H(\tau_n^0)A^{-1}BU^+ + A^{-1}BU^-] + SCA^{-1}BU^-\tau_n^-; \\ \varphi_{n2} &= \int_{(m+n)T}^{(m+n+1)T} \omega(t)dt = GT + SC(A^0)^{-1}H^0(mT - \tau_n^+ - \tau_n^-)\{H^0(\tau_n^+ + \tau_n^-) \times \\ &\times [1-H^0(T)][X(nT) + A^{-1}BU^-] + H(\tau_n^-)[H^0(T) - 1]A^{-1}BU^+\} + \\ &+ SC(A^0)^{-1}[H^0(T) - 1][H(\tau_n^-) - 1]A^{-1}BU^-; \\ m &= \text{int}\left(\frac{\tau_n^+}{T}\right) + 1. \end{aligned} \quad (9)$$

Рассмотрим поведение устройства в установившемся режиме. В этом режиме на выходе ГН появляются импульсы только положительной (при $GT < N_d$) либо только отрицательной полярности. При этом $k = m$; $j = 1$, длительность импульса на выходе ГН определится по выражению (звездочкой обозначены установившиеся значения)

$$\tau^* + \frac{[A^{-1} - (A^0)^{-1}][H(\tau^*) - 1][H(T - \tau^*) - 1]}{H(\tau^*)H^0(T - \tau^*) - 1} = \frac{N_d - GT}{SU}, \quad (10.1)$$

где $U = \{U^+, -U^-\}$; $\tau^* = \{\tau^{*+}, \tau^{*-}\}$ в зависимости от вида установившегося режима.

При этом:

$$X^* = \begin{cases} A^{-1}BU^+ \frac{H^0(T-\tau^*)[1-H(\tau^*)]}{H(\tau^*)H^0(T-\tau^*)-1}, & \tau^* = \tau^{+*}; \\ A^{-1}BU^- \frac{[H(\tau^*)-1]}{H(\tau^*)H^0(T-\tau^*)-1}, & \tau^* = \tau^{-*}; \end{cases} \quad (10.2)$$

$$\omega^* = 2\pi \frac{N_d}{T}; \quad (10.3)$$

$$\tau^{0*} = T - \tau^*. \quad (10.4)$$

Достоинством рассматриваемой модели является то, что из нее легко получить паразитную девиацию выходной частоты в установившемся режиме. Найдем значения вектора состояния в моменты времени nT из (10.2), а также в моменты $nT + \tau^*$ из (3). С учетом (4) и (2) после соответствующих преобразований получим

$$2\Delta\omega = SCA^{-1}BU \frac{[1-H(\tau^*)][1-H^0(T-\tau^*)]}{H(\tau^*)H^0(T-\tau^*)-1}. \quad (11)$$

Предложим алгоритм моделирования переходного процесса в ИУФСНЗ.

1. Расчет установившихся составляющих по формулам (10).
2. Расчет m по формуле (9).
- 3.1. При $\tau_n^+ = 0$ $\tau_n^- = T - \tau_n^0$.
- 3.2. При $\tau_n^+ > 0$ находим τ_n^0 по выражению

$$\int_{nT+\tau_n^+}^{nT+\tau_n^++\tau_n^0} \omega(t) dt = \beta_1 \tau_n^0 + \beta_2 [H^0(\tau_n^0) - 1] = 2\pi N_d, \quad (12)$$

где

$$\beta_1 = G + SDU^+;$$

$$\beta_2 = SC\{H(\tau_n^+)[X(nT) + A^{-1}BU^+] - A^{-1}BU^+\}.$$

Если $\tau_n^+ + \tau_n^0 > mT$, то $\tau_n^- = 0$; $\tau_n^0 = mT - \tau_n^+$; $k = m$, иначе $\tau_n^- = mT - \tau_n^+ - \tau_n^0$.

4. Если значение k не найдено в п. 3, то находим его по (7).
5. Рассчитываем φ_n по (8).
6. Находим число импульсов обратной связи j .
7. Определяем $X(nT + kT)$ и $\omega(nT + kT)$ по (3.4) и (4) соответственно.
8. Если выполняется условие окончания моделирования, то переход к п. 11.
- 9.1. Если $\tau_n^- > 0$ и $k = m$, то полагаем, что $\tau_n^+ = 0$, а также находим τ_{n+1}^0 из (6).

9.2. В противном случае находим τ_{n+1}^+ из (5).

10. Полагаем, что $n = n + k$, и переходим к п. 2.

11. Конец.

Проведем анализ устойчивости устройства. Для определенности положим, что в установившемся режиме на выходе генератора накачки появляются импульсы положительной полярности. В этом случае выражения, связывающие значения вектора состояния и длительность импульсов на выходе ГН в моменты времени, отстоящие на период следования импульсов опорной частоты, имеют следующий вид:

$$X_{n+1} = H(\tau)H^0(T - \tau)[X_n + A^{-1}BU^+] - H^0(T - \tau)A^{-1}BU^+; \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \varphi_n + \tau_{n+1}(G + SDU^+) + SCA^{-1}[X_{n+1} - A^{-1}BU^+] \times \\ \times [H(\tau_{n+1}) - 1] + SCA^{-1}BU^+\tau_{n+1} = 2\pi N_d, \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$\varphi_n = SCA^{-1}H^0(T - \tau_n)[H(T) - H(\tau_n)](X_n + A^{-1}BU^+) + GT.$$

Линеаризуем (13) и (14) путем разложения в ряд Тейлора. В результате получим

$$\begin{bmatrix} \Delta X_{n+1} \\ \Delta \tau_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X_n \\ \Delta \tau_n \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где

$$q_{11} = H(\tau^*)H^0(T - \tau^*);$$

$$q_{12} = -H^0(T - \tau^*)BU^+;$$

$$q_{21} = -\frac{SCA^{-1}H^0(T - \tau^*)[H(T) - 2H(\tau^*) + H^2(\tau^*)]}{SC(X^* - A^{-1}BU^+)H(\tau^*) + G + SDU^+ + SCA^{-1}BU^+};$$

$$q_{22} = \frac{SCA^{-1}[H(\tau^*) - 1]H^0(T - \tau^*)BU^+}{SC(X^* - A^{-1}BU^+)H(\tau^*) + G + SDU^+ + SCA^{-1}BU^+}.$$

После получения линеаризованного уравнения (15) построение областей устойчивости может производиться по известной методике [4].

Проведем анализ устройства с ФКЗ (рис. 3) и параметрами: $U^+ = U^- = 10$ В; $R1 = 100$ кОм; $R2 = 1$ кОм; $T = 1$ мкс; $C1 = 4$ нФ; $C2 = 400$ пФ; $G = 2$ МГц; $S = 250$ МГц/В; $N_d = 14$. На рис. 4а, б и в приведены соответственно переходная характеристика и фазовый портрет, на рис. 5 – область устойчивости ИУСФНЗ.

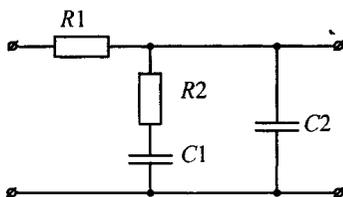


Рис. 3

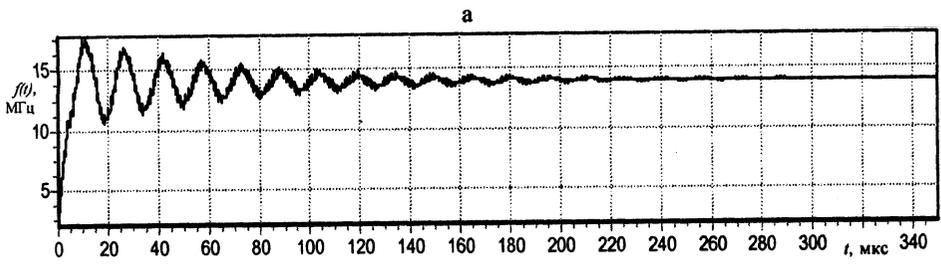


Рис. 4

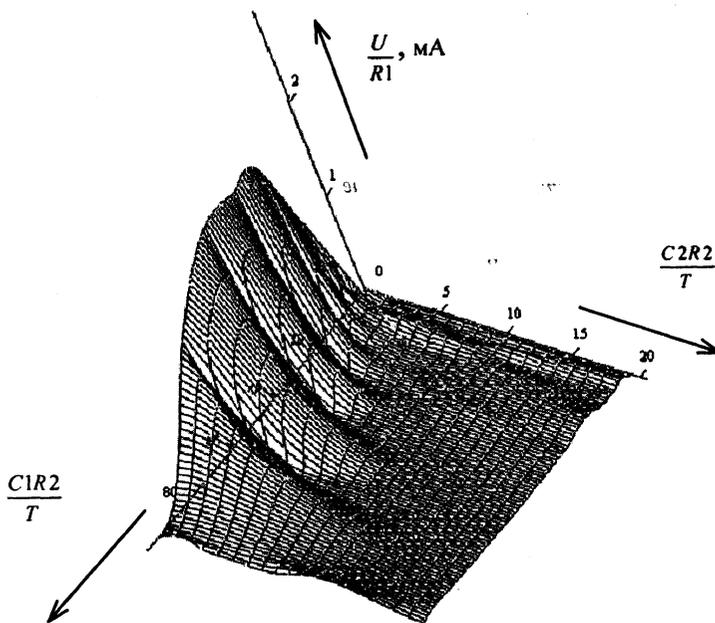


Рис. 5

ВЫВОДЫ

1. Предложен универсальный метод анализа импульсных устройств фазовой синхронизации с накачкой заряда, учитывающий дискретные свойства устройства.
2. Данный метод может также использоваться для анализа импульсных устройств фазовой синхронизации с амплитудно-импульсной модуляцией второго рода с другими типами детекторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gardner F. M. Charge-pump phase-lock loops // IEEE transactions on communications. – 1980. – Vol. Com-28. – № 11. – P. 1849–1858.
2. Banerjee D. PLL Performance, simulation and design [Электрон. ресурс] – National Semiconductor, 1998. – Режим доступа: <http://www.national.com>.
3. Hedayat Ch. D., Nacheem A., Leduc Y., Benbassat G. Modeling and characterization of the 3rd order charge-pump PLL: A fully event-driven approach // Analog integrated circuits and signal processing. – 1999. – № 19. – P. 25–45.
4. Кузнецов А. П., Батура М. П., Шилин Л. Ю. Анализ и параметрический синтез импульсных систем с фазовым управлением. – Мн.: Наука і тэхніка, 1993. – 224 с.

Представлена кафедрой ТОЭ

Поступила 18.12.2003

УДК 621.311.004.13

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ РЕЖИМА ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Асп. БАКАНОВСКИЙ А. М.

Белорусский национальный технический университет

Приоритетное направление развития энергетики Республики Беларусь – энергосбережение. Основные пути повышения эффективности использования топливно-энергетических ресурсов определены Республиканской программой энергосбережения на 2001...2005 гг. [1]. Важное место в решении этой проблемы отведено оптимальному распределению нагрузок на электростанциях (ЭС) и в энергосистеме в целом.

Несмотря на то, что создано большое количество методов определения оптимальных режимов энергосистем, проблема поиска универсальной и эффективной методики не потеряла своей актуальности. В статье приводится описание методик оптимального распределения активных мощностей электростанций в электроэнергетической системе (ЭЭС) с учетом потерь в сети. Алгоритм построен на совместном использовании метода динамического программирования (ДП) и метода последовательных приближений.