

Я. В. ЩЕРБАК, д-р техн. наук, проф. зав. каф. УГУЖТ, Харьков;
Е. Я. ИВАКИНА, канд. техн. наук, ст. препод. ХНУГХ им. А.Н. Бекетова, Харьков;
В. В. ПАНЧЕНКО, ст. препод., УГУЖТ, Харьков

ИМПУЛЬСНАЯ МОДЕЛЬ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ДВУХСТОРОННЕЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В РЕЖИМЕ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

Введение. Результаты исследований динамических характеристик тиристорного выпрямителя и импульсного преобразователя постоянного напряжения приведены в работах [1-5]. В работах [2-5] показано, что для малых приращений входного воздействия тиристорный выпрямитель и преобразователь постоянного напряжения с односторонней широтно-импульсной модуляцией представляют собой амплитудно-импульсные модуляторы второго рода. Указанные преобразователи имеют одинаковые структуры импульсных моделей. Отличие состоит в разных законах изменения фактора пульсаций [3,4], что вызвано разной формой выходных напряжений. Приведенные в указанных работах импульсные модели дают возможность исследования динамических процессов в замкнутых системах, содержащих тиристорный выпрямитель и импульсный преобразователь постоянного напряжения в режимах непрерывного и прерывистого токов, с учетом и без учета интервала коммутации. В работах [4,5] показано влияние на динамические характеристики тиристорного выпрямителя и импульсного преобразователя постоянного напряжения несимметрий управления и питающей сети. В работе [12] получена импульсная модель выпрямителя с односторонней широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения.

Постановка задачи. Управляемые выпрямители широко применяются в замкнутых системах преобразования электрической энергии. Полоса пропускания тиристорного выпрямителя зависит от пульсности m и определяется теоремой Котельникова. При построении стабилизированных систем питания с высокими показателями качества электрической энергии в выходной цепи в ряде случаев требуется расширение полосы пропускания. Повышение пульсности тиристорного выпрямителя связано со значительным усложнением силовой части выпрямителя и его трансформатора. Одним из путей расширения полосы пропускания выпрямителя является применение вместо фазового управления широтно-импульсного регулирования среднего значения выпрямленного напряжения [6-9].

Целью данной работы является исследование динамических характеристик выпрямителя, в котором среднее значение выпрямленного напряжения регулируется с помощью двухсторонней широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Материалы исследования: Обобщенная эквивалентная схема выпрямителя для одного тактового интервала широтно-импульсной модуляции приведена на рис.1. Временные диаграммы, характеризующие динамические процессы выпрямителя с двухсторонней широтно-импульсной модуляцией изображены на рис. 2. На приведенных рисунках приняты следующие обозначения:

U_m - линейное напряжение на m -том тактовом интервале выпрямителя; E_o - э.д.с. нагрузки; $\theta_o = 2\pi / m$ - период дискретности выпрямителя; $\theta_1 = \theta_o / K_o$ - период дискретности ШИМ, где $K_o = 1, 2, 3, \dots$; $\theta_\gamma = \gamma \cdot \theta_1$ - длительность выходного импульса ШИМ; $\Delta\theta_{\gamma 1}$ и $\Delta\theta_{\gamma 2}$ - приращение длительности выходного импульса ШИМ.

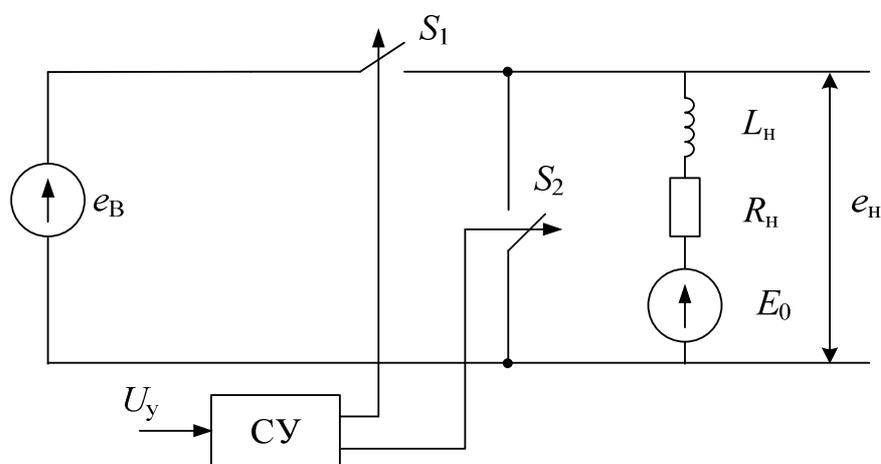


Рис.1 Обобщенная эквивалентная схема выпрямителя с широтно-импульсной модуляцией.

Выходной координатой выпрямителя с широтно-импульсной модуляцией является периодическая последовательность импульсов длительностью θ_γ , ограниченных по амплитуде действующим на m -том тактовом интервале дискретности выпрямителя линейным напряжением U_m (см.рис.2).

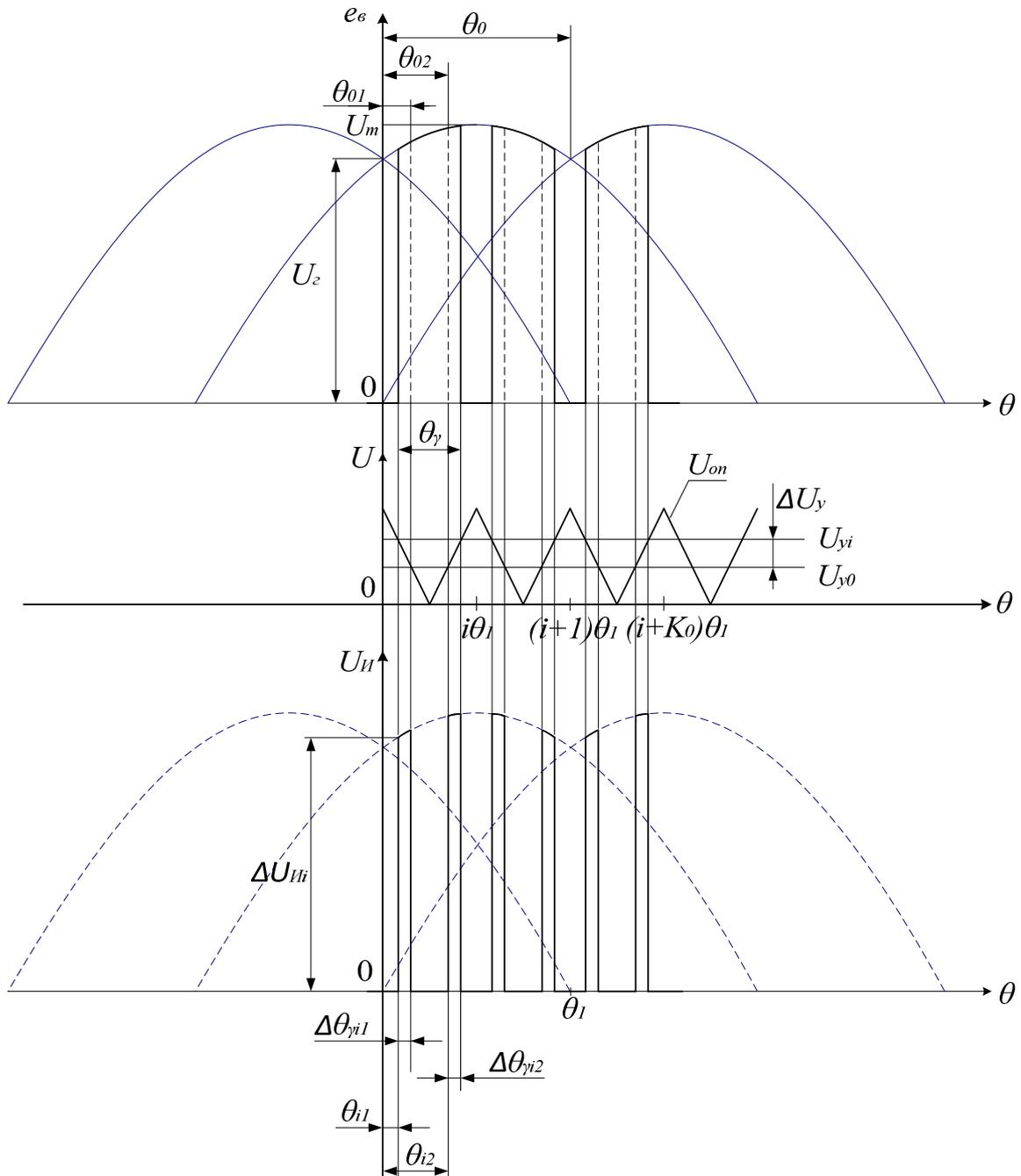


Рис.2 Временные диаграммы выпрямителя с двухсторонней широтно-импульсной модуляцией в динамическом режиме

При рассмотрении процессов протекающих в системе выпрямитель с ШИМ -нагрузка, за начало отсчета угловых координат примем момент естественной коммутации. Процесс протекания тока в нагрузке определяется системой дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \omega L_H \frac{dI_H'}{d\theta} + I_H' R_H = e_g - E_o; \\ \omega L_H \frac{dI_H''}{d\theta} + I_H'' R_H = -E_o. \end{cases} \quad (1)$$

Первое уравнение системы определяет ток в цепи нагрузки, когда ключ S_1 замкнут (см. рис.1), а второе – когда он разомкнут и замкнут ключ S_2 .

Система уравнений (1) отражает кусочно-линейные свойства процесса преобразования выпрямителем с широтно-импульсной модуляцией входного напряжения. Переход от одного дифференциального уравнения к другому определяется моментами коммутации ключей S_1 и S_2 в силовой части выпрямителя, которые носят периодический характер. Моменты коммутации силовых ключей определяются условиями переключения в системе управления СУ. В режиме непрерывного тока в цепи нагрузки условие переключения определяется системой уравнений

$$\begin{cases} \frac{U_o}{\omega T_1} (\frac{\omega T_o}{2} - \theta_{i1}) = U_y(\theta_{i1}); \\ \frac{U_o}{\omega T_2} (\theta_{i2} - \frac{\omega T_o}{2}) = U_y(\theta_{i2}). \end{cases} \quad (2)$$

При переходе в режим прерывистого тока первое и второе условие дополняются третьим

$$I_n(\theta_i; \theta_i + \tau\omega) = 0, \quad (3)$$

где τ - определяет момент спада тока нагрузки до нуля.

Режим прерывистого тока в цепи нагрузки возникает когда

$$E_o = U_d, \quad (4)$$

где U_d - среднее значение выходного напряжения выпрямителя с широтно-импульсной модуляцией.

Анализ выражений (2) и (3) указывает на более сложный характер протекания динамических процессов в выпрямителе с двухсторонней ШИМ по сравнению с односторонней [12]. Объясняется это наличием двух точек встречи сигнала управления и опорного сигнала.

Кусочно-линейная система уравнений (1)-(3) позволяет описывать электромагнитные и динамические процессы выпрямителя с двухсторонней ШИМ.

Для определения динамических характеристик выпрямителя с двухсторонней ШИМ дадим малое приращение ΔU_y сигналу управления U_y . Приращение выходного сигнала выпрямителя под действием ΔU_y в замкнутой структуре определяется трансцендентным уравнением относительно сигнала управления

$$\Delta e_g[\Delta U_y(\theta_{i1}; \theta_{i2})] = e_g(U_{yo} + \Delta U_y) - e_g(U_{yo}). \quad (5)$$

Полученное приращение выходного сигнала выпрямителя представляет собой две периодически повторяющиеся последовательности импульсов $\Delta\theta_{\gamma 1}$ и $\Delta\theta_{\gamma 2}$. Импульсные последовательности ограничены по амплитуде линейным напряжением, действующим на соответствующем интервале дискретности выпрямителя. Из рис.2 следует, что в динамическом режиме при бесконечно малых приращениях управляющего воздействия ΔU_y импульсные последовательности $U_u(\theta_{i1})$ и $U_u(\theta_{i2})$ содержат информацию о приращениях гладкой составляющей выходного сигнала выпрямителя с амплитудой [12]

$$U_\Gamma = U_m \cdot \sin \frac{2\pi}{m}. \quad (6)$$

И пульсирующей составляющей

$$U_\Pi(\theta_{i1}) = U_m \cdot \sin(\theta + \frac{2\pi}{m}) - U_\Gamma. \quad (7)$$

Динамическую связь между входной ΔU_y и выходной Δe_g величинами определим линеаризацией уравнения (5) относительно нового состояния системы при $U_y = U_{yi}$. Разложив уравнение (5) в обобщенный ряд Тейлора и ограничившись линейными членами получим

$$\Delta e_g = \frac{De_g(\theta_{i1})}{dU_y} \cdot \frac{\Delta U_y}{1!} + \frac{De_g(\theta_{i2})}{dU_y} \cdot \frac{\Delta U_y}{1!}, \quad (8)$$

где оператор D обозначает операцию обобщенного дифференцирования [10].

Согласно [10] обобщенная производная от функции имеющей разрыв первого рода и зависящей от параметра, вычисляется как

$$\frac{De_g(\theta_i)}{dU_y} = \frac{\partial e_g(\theta_i)}{\partial U_y(\theta_i)} - \Delta U_{ui}(\theta_i) \frac{d(\theta_i)}{dU_y} \cdot \delta(\theta_\gamma - \theta_i), \quad (9)$$

Величины скачков выходной э.д.с. в точках разрыва на каждом интервале дискретности ШИМ определяется суммой гладкой и пульсирующих составляющих импульсной последовательности U_u

$$\Delta U_{ui1}(\theta_{i1}) = U_m \cdot \sin[\theta_{i1} + \frac{\pi(m-2)}{2m}]; \quad (10)$$

$$\Delta U_{ui2}(\theta_{i2}) = U_m \cdot \sin[\theta_{i2} + \frac{\pi(m-2)}{2m}];$$

Так как, на интервале действия выходного импульса широтно-импульсного модулятора выходной сигнал выпрямителя e_e инвариантен к изменениям регулируемого параметра γ_i , то

$$\frac{\partial e_e(\theta)}{\partial U_y(\theta)} = \theta_o. \quad (11)$$

С учетом (9)-(11) выражение (8), записанное для n-того интервала дискретности выпрямителя принимает вид

$$\begin{aligned} \Delta e_e(\theta_i) = & -\frac{\Delta U_y(\theta_{i1})}{1!} \cdot U_m \cdot \sin[\theta_{i1} + \frac{\pi(m-2)}{2m}] \cdot \frac{d\theta_{\gamma1}}{dU_y} \cdot \sum_{i=0}^{k_o} \partial(\theta - \theta_{i1}) - \\ & -\frac{\Delta U_y(\theta_{i2})}{1!} \cdot U_m \cdot \sin[\theta_{i2} + \frac{\pi(m-2)}{2m}] \cdot \frac{d\theta_{\gamma2}}{dU_y} \cdot \sum_{i=0}^{k_o} \partial(\theta - \theta_{i2}). \end{aligned} \quad (12)$$

Угловые координаты $\theta_{\gamma1}$ и $\theta_{\gamma2}$ определяются из условий переключения (2). Для замкнутой структуры, содержащей выпрямитель с двухсторонней широтно-импульсной модуляцией, условия переключения имеют вид:

- для первой точки встречи (см. рис.2)

$$\Delta U_y(\theta_{i1} + \theta_{\gamma1}) = U_{on}(\theta_{i1}); \quad (13)$$

- для второй точки встречи

$$\Delta U_y(\theta_{i2} + \theta_{\gamma2}) = U_{on}(\theta_{i2}). \quad (14)$$

Для малых приращений $\Delta\theta_{\gamma1}$ и $\Delta\theta_{\gamma2}$ трансцендентные уравнения (13) и (14) могут быть аппроксимированы относительно начального состояния системы первыми двумя членами ряда Тейлора. В этом случае левые и правые части данных уравнений принимают вид:

- для первой точки встречи

$$\begin{aligned} \Delta U_y(\theta_{i1} + \Delta\theta_{\gamma1}) &= U_y(\theta_{i1}) + \Delta U_y(\theta_{i1}) + \frac{dU_y(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1}; \\ \Delta U_{on}(\theta_{i1}) &= U_{on}(\theta_{i1}) + \frac{dU_{on}(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1}; \end{aligned} \quad (15)$$

- для второй точки встречи

$$\begin{aligned} \Delta U_y(\theta_{i2} + \Delta\theta_{\gamma2}) &= U_y(\theta_{i2}) + \Delta U_y(\theta_{i2}) + \frac{dU_y(\theta_{i2})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma2}; \\ U_{yo}(\theta_{i1}) + \Delta U_{yo}(\theta_{i1}) + \frac{dU_{yo}(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1} + U_n(\theta_{i1}) + \frac{dU_n(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1} &= U_{on}(\theta_{i1}) + \frac{dU_{on}(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1}. \end{aligned} \quad (16)$$

В замкнутой структуре управляющее воздействие U_y содержит две составляющие

$$U_y(\theta) = U_{yo} + U_n(\theta). \quad (17)$$

Первая составляющая представляет собой задающее воздействие, пропорциональное среднему значению выходного напряжения выпрямителя с широтно-импульсной модуляцией. Вторая – пропорциональна пульсационной составляющей выходного напряжения выпрямителя, попадающая на вход его системы управления по цепи обратной связи.

Подставив выражения (15) и (16) с учетом (17) в (13) и (14) получим:

- для первой точки встречи

$$U_{yo}(\theta_{i1}) + \Delta U_{yo}(\theta_{i1}) + \frac{dU_{yo}(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1} + U_n(\theta_{i1}) + \frac{dU_n(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1} = U_{on}(\theta_{i1}) + \frac{dU_{on}(\theta_{i1})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma1}; \quad (18)$$

- для второй точки встречи

$$U_{yo}(\theta_{i2}) + \Delta U_{yo}(\theta_{i2}) + \frac{dU_{yo}(\theta_{i2})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma2} + U_n(\theta_{i2}) + \frac{dU_n(\theta_{i2})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma2} = U_{on}(\theta_{i2}) + \frac{dU_{on}(\theta_{i2})}{d\theta} \Delta\theta_{\gamma2}. \quad (19)$$

Из выражений (18) и (19) легко получить выражения, устанавливающие связь между приращениями сигнала задания ΔU_{yo} и длительностями приращений $\Delta\theta_{\gamma}$ выходного импульса для обеих точек встречи:

$$\Delta\theta_{\gamma 1} = \frac{U_{yo}(\theta_{i1}) + U_n(\theta_{i1}) - U_{on}(\theta_{i1}) + U_{yo}(\theta_{i1})}{\frac{dU_{on}(\theta_{i1})}{d\theta} - \frac{dU_{yo}(\theta_{i1})}{d\theta} - \frac{dU_n(\theta_{i1})}{d\theta}}; \quad (20)$$

$$\Delta\theta_{\gamma 2} = \frac{U_{yo}(\theta_{i2}) + U_n(\theta_{i2}) - U_{on}(\theta_{i2}) + U_{yo}(\theta_{i2})}{\frac{dU_{on}(\theta_{i2})}{d\theta} - \frac{dU_{yo}(\theta_{i2})}{d\theta} - \frac{dU_n(\theta_{i2})}{d\theta}}. \quad (21)$$

В установившемся режиме в соответствии с условием переключения (2)

$$U_{yo}(\theta_{i1}) + U_n(\theta_{i1}) - U_{on}(\theta_{i1}) = 0; \quad (22)$$

$$U_{yo}(\theta_{i2}) + U_n(\theta_{i2}) - U_{on}(\theta_{i2}) = 0. \quad (23)$$

В результате предельных переходов в выражениях (20) и (21) с учетом (22) и (23) получим:

$$\frac{\Delta\theta_{\gamma 1}}{dU_{yo}(\theta_{01})} = \frac{1}{\frac{dU_{on}(\theta_{01})}{d\theta} - \frac{dU_{yo}(\theta_{01})}{d\theta} - \frac{dU_n(\theta_{01})}{d\theta}}; \quad (24)$$

$$\frac{\Delta\theta_{\gamma 2}}{d(\theta)} = \frac{1}{\frac{dU_{on}(\theta_{02})}{d\theta} - \frac{dU_{yo}(\theta_{02})}{d\theta} - \frac{dU_n(\theta_{02})}{d\theta}}. \quad (25)$$

Следует отметить, что в тех случаях, когда передаточная функция приведенной непрерывной части замкнутой системы автоматического регулирования выходных координат выпрямителя с широтно-импульсной модуляцией имеет разность порядков полиномов знаменателя и числителя меньше двух, управляющее воздействие U_y имеет разрывы первого рода в моменты переключений θ_{0i} .

В таком случае, производные $U_{yo}(\theta_{0i})$ в выражениях (24) и (25) равны их левосторонним значениям.

Введя в выражения (24) и (25) обозначение фактора пульсаций [11]

$$F_1^{-1} = 1 - \frac{\frac{dU_{yo}(\theta_{01})}{d\theta}}{\frac{dU_{on}(\theta_{01})}{d\theta}} - \frac{\frac{dU_n(\theta_{01})}{d\theta}}{\frac{dU_{on}(\theta_{01})}{d\theta}}; \quad (26)$$

$$F_2^{-1} = 1 - \frac{\frac{dU_{yo}(\theta_{02})}{d\theta}}{\frac{dU_{on}(\theta_{02})}{d\theta}} - \frac{\frac{dU_n(\theta_{02})}{d\theta}}{\frac{dU_{on}(\theta_{02})}{d\theta}}; \quad (27)$$

получим:

$$\frac{d\theta_{\gamma 1}}{dU_{yo}(\theta_{01})} = -F_1^{-1} \frac{d\theta}{dU_{on}(\theta_{01})}; \quad (28)$$

$$\frac{d\theta_{\gamma 2}}{dU_{yo}(\theta_{02})} = -F_2^{-1} \frac{d\theta}{dU_{on}(\theta_{02})}. \quad (29)$$

С учетом выражений (28), (29) выражение (12) принимает вид

$$\begin{aligned} \Delta e_e(\theta_i) = & U_m \cdot \sin\left[\theta_{i1} + \frac{2\pi}{m}\right] \cdot \Delta U_y(\theta_{i1}) F_1^{-1} \frac{d\theta_{i1}}{dU_{on}(\theta_{i1})} \cdot \sum_{i=0}^{k_o} \delta(\theta - \theta_{i1}) + \\ & + U_m \cdot \sin\left[\theta_{i2} + \frac{2\pi}{m}\right] \cdot \Delta U_y(\theta_{i2}) F_2^{-1} \frac{d\theta_{i2}}{dU_{on}(\theta_{i2})} \cdot \sum_{i=0}^{k_o} \delta(\theta - \theta_{i2}). \end{aligned} \quad (30)$$

Из выражения (30) следует, что для малых приращений сигнала управления выпрямитель с двухсторонней широтно-импульсной модуляцией представляет собой амплитудо-импульсный модулятор второго рода, в котором передача информации осуществляется двумя каналами. Каждый из каналов содержит статический и динамический коэффициенты передачи, определяемые видом опорного сигнала и пульсирующей составляющей выходного напряжения выпрямителя.

С учетом повторяемости процессов на интервалах дискретности выпрямителя и статических коэффициентов передачи выражение (30) принимает вид

$$\Delta e_g(\theta_i) = \Delta U_y(\theta_{i1})\omega T_1 \sum_{n=li=0}^{\infty} \sum_{k_o} K_{i1} F_{i1} \delta(\theta - \theta_{i1}) - \Delta U_y(\theta_{i2})\omega T_2 \sum_{n=li=0}^{\infty} \sum_{k_o} K_{i2} F_{i2} \delta(\theta - \theta_{i2}), \quad (31)$$

$$\text{где; } K_{i1} = \frac{d\theta_{i1}}{dU_{on}(\theta_{i1})} \cdot U_m \cdot \sin[\theta_{i1} + \frac{2\pi}{m}]; \quad K_{i2} = \frac{d\theta_{i2}}{dU_{on}(\theta_{i2})} \cdot U_m \cdot \sin[\theta_{i2} + \frac{2\pi}{m}].$$

Выражению (31) соответствует импульсная модель выпрямителя с двухсторонней ШИМ, изображенная на рис. 3.

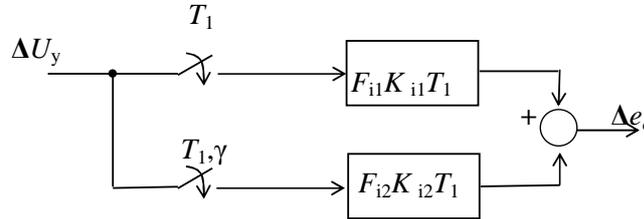


Рис.3. Импульсная модель выпрямителя с двухсторонней широтно-импульсной модуляцией

Модель содержит два идеальных импульсных элемента с периодом квантования равным периоду широтно-импульсной модуляции. Один из импульсных элементов имеет запаздывание квантования входного сигнала на величину длительности выходного импульса широтно-импульсной модуляции. Приведенные непрерывные части содержат информацию о статических K_i и динамических F_i коэффициентах передачи. При отсутствии пульсирующей составляющей выпрямителя данная импульсная модель вырождается в модель, приведенную в [13]. Полученная импульсная модель предназначена для исследования динамических процессов в замкнутых структурах, содержащих выпрямитель с двухсторонней широтно-импульсной модуляцией.

Из выражения (31) следует, что динамическая связь между приращениями управляющего воздействия ΔU_y и выходного сигнала Δe_g имеет переменный характер на каждом интервале дискретности широтно-импульсного модулятора, что вызывается изменениями K_i и F_i . Данное свойство необходимо учитывать при описании динамических процессов замкнутой системы в которой реализуется предельное быстродействие.

Список литературы; 1. Bjaresten N. A. The Statik Converter as a High-Speed Power Amplifier/ N. A. Bjaresten // Direct Current.-1963.-Vol.6.-P.154-165. **2.** Замкнутые системы преобразования электрической энергии /Под ред. В.Я. Жуйкова.- К.: Техніка.-1989.-320с. **3.** Чикотило И.И. Исследование устойчивости и переходных режимов тиристорных широтно-импульсных преобразователей в быстродействующих замкнутых системах – Дис...канд. техн. наук 05.09.12- Харьков, 1979.-239с. **4.** Щербак Я.В. Теоретические основы и методы регулирования субгармоник полупроводниковых преобразователей электроэнергии - Дис...доктора. техн. наук 05.09.12- Харьков, 2001.-408с. **5.** Щербак Я.В. Широтно-импульсный преобразователь с широтно-импульсной модуляцией второго рода в условиях несимметрии // Технічна електродинаміка. - 1999.-№1.-С.31-35. **6.** Grzegorz Benysek ,Marian Pasko Editors Power Theories for Improved Power Quality.- Springer-Verlag London 2012.-216р. **7.** Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits / Sanders [et al] //IEEE Trans. Power Elektron. Vol.2. NO.2.1991.-P.71-81. **8.** Мелешин В.И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. _ М.:ТЕХНОСФЕРА.-2011.-575с. **9.** Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. -М.: Энергоатомиздат.-1992.-296с. **10.** Розенвассер Е.Н. Периодически нестационарные системы управления.- М.:Наука.-1973.-511с. **11.** Шупило В.П., Зинин Ю.С. Фактор пульсаций в системах регулирования с вентильными преобразователями //Электричество.- 1977.-№3.-С.86-89. **12.** Щербак Я.В. Динамические характеристики выпрямителя с широтно-импульсной модуляцией / Я.В. Щербак, Ивакина Е.Я. // Технічна електродинаміка.- Київ, 2014.-№3.-С.47-51. **13.** Поздеев А.Д. Динамическая модель для малых отклонений систем с двусторонней широтно-импульсной модуляцией/ Поздеев А.Д., Никитин В.М., Пименов В.М. //Электричество.-1981.-№9.-С.66-69. **Bibliography (transliterated): 1.** Bjaresten N. A. The Statik Converter as a High-Speed Power Amplifier/ N. A. Bjaresten // Direct Current.-1963.-Vol.6.-P.154-165. **2.** Zamknutyie systemy preobrazovaniya elektricheskoy enerhyu /Pod red. V.Ya. Zhuykova.- K.: Tekhnika.-1989.-320s. **3.** Chykotylo Y.Y. Yssledovanye ustoychyvosty u perekhodnykh rezhymov tyrstornykh shyrotno-ypul'snykh preobrazovateley v bystrodeystvuyushchykh zamknutykh systemakh – Dys...kand. tekhn. nauk 05.09.12- Khar'kov, 1979.-239s. **4.** Shcherbak Ya.V. Teoretycheskiye osnovy y metody rehulyrovaniya subharmonyk poluprovodnykovykh preobrazovateley elektroenerhyu - Dys...doktora. tekhn. nauk 05.09.12- Khar'kov, 2001.-408s. **5.** Shcherbak Ya.V. Shyrotno-ypul'snyy preobrazovatel' s shyrotno-ypul'snoy modulyatsyey vtoroho roda v uslovyakh nesymmetry // Tekhnichna elektrodynamika. - 1999.-#1.-С.31-35. **6.** Grzegorz Benysek ,Marian Pasko Editors Power Theories for Improved Power Quality.- Springer-Verlag London 2012.-216р. **7.** Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits / Sanders [et al] //IEEE Trans. Power Elektron. Vol.2. NO.2.1991.-P.71-81. **8.** Meleshyn V.Y., Ovchynnykov D.A. Upravlenye tranzystornymi preobrazovatelyami elektroenerhyu. _ M.:TEKhNOSFERA.-2011.-575s. **9.** Rozanov Yu.K. Osnovy sylovooy elektronyky. -M.: Enerhoatomyzdat.-1992.-296s. **10.** Rozenvasser E.N.Peryodichesky nestatsyonarnyye systemy upravleniyya.- M.:Nauka.-1973.-511s. **11.** Shypyllo V.P. Faktor pul'satsyy v systemakh rehulyrovaniya s ventyl'nyuyu preobrazovatelyamy / Shypyllo V.P., Zynyn Yu.S. //Elektrychestvo.- 1977.-#3.-S.86-89. **12.** Shcherbak Ya.V. Dynamycheskye kharakterystyky vyrgyamytelya s shyrotno-ypul'snoy modulyatsyey / Ya.V. Shcherbak, Yvakyna E.Ya. // Tekhnichna elektrodynamika.- Kyyv, 2014.-#3.-S.47-51. **13.** Pozdeev A.D. Dynamycheskaya model' dlya malyykh otkloneny system s dvustoronney shyrotno-ypul'snoy modulyatsyey/ Pozdeev A.D., Nykytyn V.M., Pymenov V.M. //Elektrychestvo.-1981.-9.-S.66-69.

Поступила (received) 27.08.2015