

нены расчеты лишь семи точек. Погрешность расчета огибающей в сравнении с кривой мгновенных значений не превышает 10%.

Таким образом, рассмотренная методика определения макроструктуры переходных процессов приемлема для практических расчетов, так как проста и позволяет быстро получить результат при небольшом объеме вычислений и достаточно высокой точности, а также может быть использована для расчета более сложных цепей.

#### Л и т е р а т у р а

1. Бамдас А.М., Кулинич В.А., Шапиро С.В. Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз. – М., 1961. 2. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. – М., 1969. 3. Робишо Л., Буавер М., Робер Ж. Направленные графы и их приложение к электрическим цепям и машинам. – М. – Л., 1964. 4. Розум Т.Т. Использование направленных графов при расчете переходных процессов в магнитном усилителе по огибающим основной гармонике. – Изв. вузов СССР. Сер. Энергетика, 1977, №10.

УДК 621.314.572

О.П.Ильин, В.П.Беляев, О.А.Головач

### АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКОГО СОСТАВА НАПРЯЖЕНИЯ ТРЕХФАЗНОЙ ШИМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Из известных способов регулирования переменного напряжения в тиристорных схемах наиболее распространенным является способ фазового управления углом отпирания тиристор-ов. Основное его преимущество заключается в их естественной коммутации. Однако неудовлетворительное качество гармонического состава токов и напряжений на выходе такого преобразователя приводит к известным недостаткам [1]. В работе [2] предлагается ШИМ кривых переменного напряжения с частотой коммутации  $f_k$  большей частоты сети  $f_c$ , причем  $f_k = 2mf_c$ , где  $m = 1, 2, 3, \dots$ . Однако при  $m = 2, 4, 6$  и т.д. выходные напряжения и токи будут содержать гармоники, кратные трем. Токи этих гармоник, не участвуя в создании момента при питании асинхронного двигателя от тиристорного регулятора, дают дополнительные потери энергии, снижая КПД и коэффициент мощности системы. Если рас-

смотреть трехфазную систему напряжений, то при такой частоте коммутации возникает сложность в создании узла синхронизации системы управления регулятором. При  $m = 5, 7, 11 \dots$  трехфазная система напряжений получается несимметричной, а угол регулирования напряжения существенно ограничивается, так как при его малых значениях не возникает условий для проводимости в фазах нагрузки.

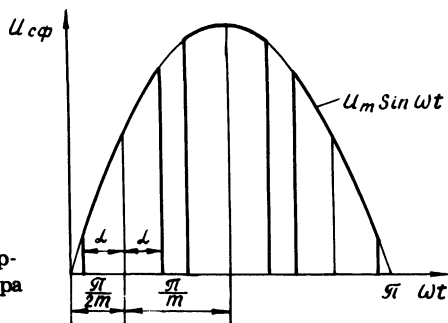


Рис. 1. Кривая напряжения, формируемая ШИМ на зажимах статора асинхронного двигателя.

Избежать указанных недостатков можно, воспользовавшись ШИМ, предложенной в [3]. В этой ШИМ частота коммутации осуществляется с  $f_k = 2mf_c$ , где  $m = 3, 6, 9 \dots$  число импульсов на полупериоде выходного напряжения. Центры импульсов расположены друг от друга на расстоянии  $\pi/m$ , а центр первого импульса находится на расстоянии  $\pi/2m$  от начала полупериода (рис. 1). Угол регулирования напряжения отсчитывается от центров импульсов в обе стороны и изменяется в пределах  $0 < \alpha < \pi/2m$ . Проведем анализ гармонического состава выходного напряжения, используя преобразования Фурье. В этом случае коэффициент ряда  $b_n$  определяется выражением

$$b_n = \frac{2}{\pi} U_m \sum_{k=1}^m \int_{\frac{\pi}{2m}(2k-1)-\alpha}^{\frac{\pi}{2m}(2k-1)+\alpha} \sin \omega t \cdot \sin n\omega t \cdot d\omega t, \quad (1)$$

где пределы интегрирования  $\frac{\pi}{2m}(2k-1)-\alpha$  и  $\frac{\pi}{2m}(2k-1)+\alpha$  есть соответственно начала и концы  $k$ -х импульсов полупериода  $k = 1, 2, 3 \dots m$ ;  $U_m$  - амплитуда фазного напряжения питающей сети  $n = 3, 5, 7 \dots$  номер гармоники. В результате интегрирования в (1) получим

$$b_n = \sum_{k=1}^m U_m \frac{2}{\pi} \left( \frac{\cos(n-1) \frac{\pi}{2m} (2k-1) \sin(n-1)\alpha}{n-1} - \frac{\cos(n+1) \frac{\pi}{2m} (2k-1) \sin(n+1)\alpha}{n+1} \right). \quad (2)$$

Анализ этого выражения позволяет получить формулу для определения номера высших гармоник, присутствующих в функции  $U = f(\omega t)$ :  $n = 2m_i \pm 1$ , где  $i = 1, 2, 3 \dots$ . Представим напряжение на выходе тиристорного регулятора как сумму отдельных гармоник

$$U = \sum_{i=1}^{\infty} (b_1 \sin \omega t + b_{2mi-1} \sin(2mi-1) \omega t + b_{2mi+1} \sin(2mi+1) \omega t). \quad (3)$$

Коэффициенты  $b_{2mi-1}$  и  $b_{2mi+1}$  определяются из (2) после сворачивания суммы, а  $b_1$  получается после раскрытия неопределенности в (2) при  $n = 1$ . Тогда (3) можно записать

$$U = U_m \sum_{i=1}^{\infty} \left( \frac{2m\alpha}{\pi} \sin \omega t - A_i \sin(2mi-1)\omega t + A_i \sin(2mi+1)\omega t \right), \quad (4)$$

где  $A_i = (-1)^i \frac{\sin 2mi\alpha}{i\pi}$  - амплитуды высших гармоник.

Выражение (4) можно использовать для анализа выходного напряжения преобразователя с ШИМ. Если считать коммутацию тиристоров идеальной, то, как видно из (4), выходное напряжение не зависит от характера нагрузки в отличие от фазного управления. Поэтому преобразователь с таким способом управления будет более универсальным по отношению к нагрузке. Анализ показал, что в выходном напряжении в зависимости от числа импульсов на полупериоде будут присутствовать гармоники с номером  $n = 2mi \pm 1$ , где  $i = 1, 2, 3 \dots$ . Характер изменения амплитуд гармоник в функции угла регулирования  $\alpha^*$  приведен на рис. 2. Здесь  $\alpha^* = \alpha / \alpha_m$ , где  $\alpha_m$  - максимальное значение угла ре-

гулирования при заданном  $m$ . Из рис. 2 видно, что амплитуды рядом стоящих гармоник изменяются синхронно, имея при этом противоположные знаки. Такая зависимость позволяет частично скомпенсировать друг друга и уменьшить влияние высших гармонических на нагрузку. Кроме подавления определенных гармоник за счет выбора числа импульсов напряжения на полупериоде, можно дополнительно подавить определенные гармоники за счет выбора угла регулирования. При этом гармоники с номером  $n = 2mi + 1$  отсутствуют при углах регулирования  $\alpha^* = 1/i$ , где  $i = \underline{0,1,2,3,..}$ . Эта

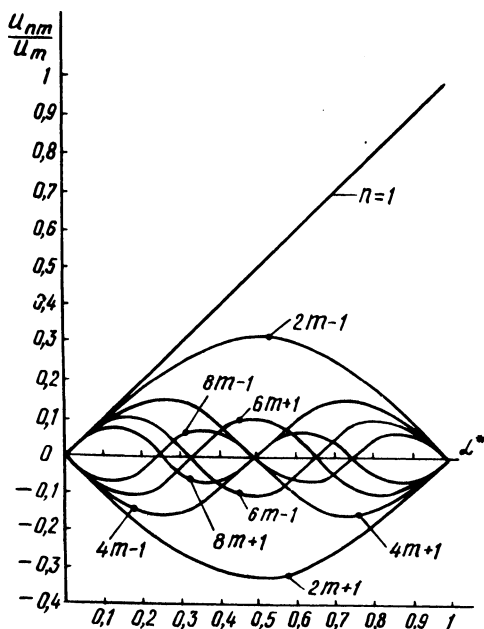


Рис. 2. Зависимости амплитуд высших гармонических от значения  $m$  и угла управления  $\alpha^*$ .

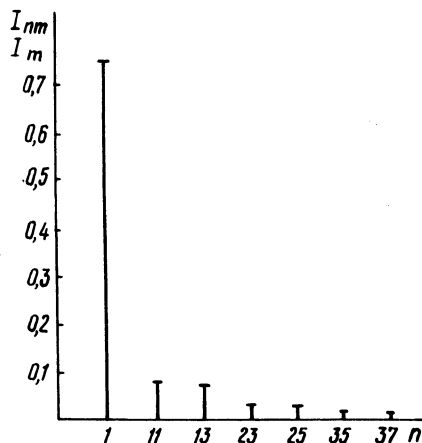


Рис. 3. Спектр токов асинхронного двигателя с ШИМ питающего напряжения при  $m = 6$  и  $\alpha^* = 0,75$ .

закономерность дает значительные преимущества перед другими способами параметрического регулирования переменного напряжения. Например, если в преобразователе с ШИМ частотой  $f_k = 6 f_c$  необходимо свести к минимуму действие 23 и 25 гармоник, то для этого следует работать при углах регулирования  $\alpha^* = 0; 0,25; 0,5; 0,75; 1$ . В отношении значения амплитуд близлежащих гармоник нет существенного отличия рассматриваемого способа регулирования от других, однако

порядок этих гармоник здесь значительно выше (особенно при больших частотах коммутации), что снижает их влияние на выходные параметры преобразователя.

Характерной особенностью исследуемого способа регулирования является то, что амплитуда высших гармонических  $n = 2mi \pm 1$  при изменении угла  $0 < \alpha < \alpha_m$  меняет свой знак  $i - 1$  раз.

Оценим характер изменения тока преобразователя с предельно допустимой ШИМ при симметричной активно-индуктивной нагрузке. Выражение для его определения, полученное операторным методом [4], имеет вид

$$I = U_m \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2m\alpha}{\pi Z_{2mi-1}} \cdot \sin(\omega t - \varphi_{2mi-1}) - \frac{A_i}{Z_{2mi-1}} \sin[(2mi-1)\omega t - \varphi_{2mi-1}] + \frac{A_i}{Z_{2mi+1}} \sin[(2mi+1)\omega t - \varphi_{2mi+1}], \quad (5)$$

где  $Z_{2mi \pm 1} = \sqrt{R_{2mi \pm 1}^2 + X_{2mi \pm 1}^2}$ ;  $Z_{2mi \pm 1} = \sqrt{R_{2mi \pm 1}^2 + X_{2mi \pm 1}^2}$  - полные сопротивления нагрузки для первой и высших гармоник, определяемые активными  $R_{2mi \pm 1}$  и индуктивными  $X_{2mi \pm 1}$ ;  $X_{2mi \pm 1}$  эквивалентными сопротивлениями;  $\varphi_{2mi \pm 1} = \arctg X_{2mi \pm 1} / R_{2mi \pm 1}$ .

Для примера были рассчитаны эквивалентные сопротивления асинхронного двигателя 4А250<sup>5</sup>64УЗ для гармоник с номерами  $n = 12i \pm 1$ , т.е. при  $m = 6$ . Расчет проводился по выражениям, приведенным в [4] при скольжении, равном номинальному. Выяснилось, что для высших гармоник можно пренебречь эквивалентным сопротивлением, так как даже для ближайшей 11-й гармоники оно составляет всего 1,3% от индуктивного. С учетом этого выражение для тока двигателя можно записать так:

$$I = U_m \sum_{i=1}^{\infty} \frac{12\alpha}{\pi X_{12i+1}} \sin(\omega t - \varphi_{12i+1}) + \frac{A_i}{X_{12i+1}} \cos(12i-1)\omega t - \frac{A_i}{X_{12i+1}} \cos(12i+1)\omega t. \quad (6)$$

Спектр токов, построенный по (6) и для  $\alpha^* = 0,75$ , приведен на рис. 3. Проанализировав его, можно убедиться в существенном снижении амплитуд высших гармоник, что явилось

следствием увеличения эквивалентного индуктивного сопротивления схемы замещения асинхронного двигателя, а поэтому можно ожидать их незначительное влияние на его электромагнитный момент.

Таким образом, проведенные теоретические исследования предлагаемого способа ШИМ в цепи статора асинхронного двигателя показывают его преимущества, повышающие качественные показатели параметрического способа регулирования угловой скорости двигателя.

### Л и т е р а т у р а

1. Гельман М.В., Лохов С.П. Сравнение импульсного и фазового способов регулирования переменного напряжения. – Электротехническая промышленность, 1971, вып. 14, с. 13 – 16. 2. Управление трехфазным асинхронным двигателем на основе ШИМ кривых переменного напряжения/ Э.Н.Гречко, М.М.Адамишин, А.П.Бойков, В.И.Кутовой. – В сб.: Источники электропитания со специальными характеристиками. Киев, 1979, с. 89 – 97. 3. А.с. 764096 (СССР). Способ широтно-импульсной модуляции выходного напряжения переменного тока/ В.П.Беляев, Г.И.Гульков, В.Г.Сидоров. – Оpubл. в Б.И., 1980, №34. 4. Структуры систем управления автоматизированным электроприводом/ О.П. Ильин, В.И. Панасюк, Ю.Н.Петренко, В.П.Беляев. – Мн.: Наука и техника, 1978. – 367 с.

УДК 62 – 501

В.Я.Максимов

### МЕТОД СИНТЕЗА БЕСПОИСКОВОЙ САМОНАСТРАИВАЮЩЕЙСЯ СИСТЕМЫ С СИГНАЛЬНОЙ НАСТРОЙКОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

В практике синтеза самонастраивающихся систем с эталонной моделью часто встречаются структуры, состоящие из последовательно соединенных аperiodических и интегрирующих звеньев, выход которых доступен измерению. В частности, к таким структурам можно отнести структуры систем стабилизации мощности (усилия) резания.

В статье рассматривается метод синтеза СНС с эталонной моделью и сигнальной настройкой на основе прямого метода Ляпунова, когда обобщенный настраиваемый объект [1] состо-