

ВЛИЯНИЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Денисов Ю. А., докт. техн. наук

Черниговский государственный технологический университет
ул. Шевченко 95, 14027, Чернигов, Украина.

Предложен метод расчета условий устойчивости систем переменного тока с учетом влияния дискретности автономного инвертора напряжения с синусоидальной ШИМ, на основании которого рассчитаны области устойчивости электропривода переменного тока на субгармонических частотах. Библ. 8, табл. 1, рис. 5.

Ключевые слова: субгармоническая устойчивость, автономный инвертор

Введение. Наличие автономного инвертора напряжения (АИН) в системе электропривода переменного тока оказывает негативное влияние на статические характеристики двигателя, а также влияет на динамику всей системы. Причиной этого является несинусоидальность напряжения, прикладываемого к двигателю, вследствие чего снижается максимальный момент, увеличиваются потери в меди и уменьшается область устойчивости электропривода. Эффективным методом, позволяющим уменьшить вес гармоник, близлежащих к основной, является применение АИН, выходное напряжение которого изменяется по закону синусоидальной ШИМ. Этот метод находит широкое применение в электроприводах переменного тока. Однако в замкнутой системе в переходных режимах сигнал ошибки искажает заданный закон синусоидальной ШИМ, что приводит к увеличению амплитуд высокочастотных гармоник, в результате чего снижается эффект от применения этого закона модуляции. Помимо этого в следящих электроприводах высокой точности существует и другая проблема – обеспечение стабильности частоты, задающей синусоидальный закон ШИМ, которая обычно не превышает нескольких сотен герц [3]. Нестабильность модулирующей частоты снижает точность управления, а также приводит к появлению в выходном напряжении АИН неканонических гармоник. Кварцевая стабилизация низких частот не дает желаемого эффекта, поэтому необходимо находить другие способы решения этой проблемы. Помимо трудности практической реализации закона синусоидальной ШИМ существует и теоретическая проблема, связанная с представлением АИН как динамического звена системы. К настоящему времени наиболее широкое применение нашел метод основной гармоники, когда преобразователь представляется регулируемым источником ЭДС неограниченной мощности, работающим на частоте основной гармоники [5]. В результате выходной параметр асинхронного двигателя (частота вращения, угол поворота) оценивается как следствие его реакции на действующее значение основной гармоники. Очевидно, что в этом случае передаточная функция собственно преобразователя представляется постоянным коэффициентом, связывающим действующее значение основной гармоники на его выходе с входным сигналом. Такое представление АИН не учитывает его основной особенности – дискретности действия, которая влияет на динамику всей системы и, в частности, на ее устойчивость.

Влияние дискретности действия на динамику электропривода постоянного тока получило подробное освещение в работах [7], [4] и др., где показано, что наличие в системе электропривода постоянного тока управляемого выпрямителя с его дискретностью и неполной управляемостью вентиля приводит к потере устойчивости на субгармониках, частота которых в целое или же дробное число раз ниже частоты основной гармоники. В отличие от управляемых выпрямителей преобразователи систем электропривода переменного тока выполняются на полностью управляемых вентилях, однако дискретность действия сохраняется, учет влияния которой исключается, если анализ проводится по основной гармонике.

Влияние дискретности преобразователя на динамику электропривода переменного тока такое же, как и в электроприводе постоянного тока, а именно – потеря устойчивости на субгармонических частотах при соответствующих значениях коэффициента усиления системы. Причиной этого является наличие субгармоник на выходе управляемого или неуправляемого выпрямителя, питающего

АИН, а также несогласованность по фазе несущей и модулирующей частот. Для того чтобы исследовать эти явления, необходимо иметь передаточную функцию собственно АИН, позволяющую получить его амплитудно- и фазочастотные характеристики. Одной из первых работ, посвященных этой проблеме является работа [8], где исследована субгармоническая устойчивость системы электропривода с АИН, выходное напряжение которого регулируется по длительности по закону ШИМ П. В этой работе АД представлен апериодическим звеном с выпрямителем, а АИН—описываемой функцией на субгармонической частоте. Здесь показано, что на субгармоническую устойчивость систем переменного тока значительное влияние оказывает фазовый сдвиг субгармоники. При нулевом фазовом сдвиге коэффициент усиления преобразователя на соответствующей субгармонике максимальный, а при фазовом сдвиге, равном $\pi/2$, он равен нулю. В настоящей работе предлагается другой подход к представлению передаточной функции АИН с синусоидальной ШИМ как дискретного динамического звена системы, что позволяет исследовать условия пульсационной (субгармонической) устойчивости системы электропривода переменного тока. Предлагаемый метод сохраняет общую идею анализа нелинейных систем, в частности, идею метода гармонического анализа. В его основе лежит гармоническая линеаризация характеристики вход-выход нелинейного звена, которая определяется по результатам измерения (вычисления) в статическом режиме.

Гармоническую линеаризацию предложено проводить в дискретном базисе функции Уолша (ФУ), которые по своей форме адекватны форме напряжения на выходе АИН, что позволяет сохранить дискретную сущность преобразователя как динамического звена замкнутой системы. ФУ используются для построения характеристик выход-вход системы управления АИН с синусоидальной ШИМ для соответствующего их количества. Последовательность ШИМ сигналов поступает на вход транзисторов силовой части АИН, которая играет роль усилителя мощности с коэффициентом усиления K_{AI} .

Структурная схема электропривода показана на рис.1. Она состоит из трех основных составляющих: блока формирования импульсов управления АИН (БФИ), блока формирования квазисинусоидального напряжения (БФКС), блока коррекции сигнала регулятора (БКР).

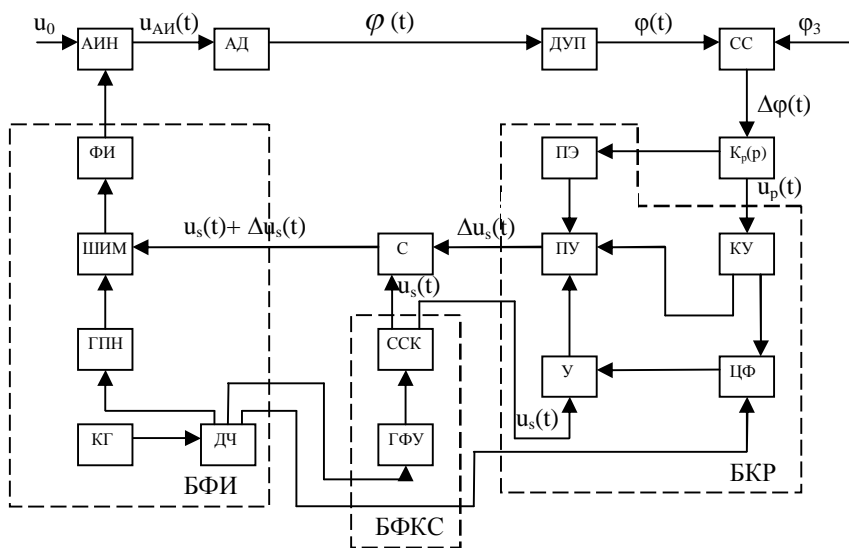


Рис. 1

Формирование импульсов управления осуществляется по традиционной схеме путем последовательного включения кварцевого генератора (КГ), делителя частоты (ДЧ) генератора пилообразного напряжения (ГПН), схемы ШИМ и формирователя импульсов управления (ФИ). Блок формирования синусоидального модулирующего напряжения включает в себя генератор функции Уолша (ГФУ) и схему суммирования коэффициентов (ССК), которая суммирует необходимое количество ФУ с соответствующими весовыми коэффициентами. В результате такого суммирования формируется квазисинусоида, задающая закон ШИМ. Квазисинусоида с выхода ССК поступает на вход сумматора (С), где складывается с основной квазигармоникой $\Delta U_s(t)$, которая формируется из выходного сигнала регулятора $K_p(p)$ посредством блока коррекции сигнала регулятора (БКР).

Ошибка системы $\Delta\varphi(t)$ на выходе схемы сравнения (СС) вычисляется как разность сигнала на выходе датчика угла поворота (ДУП) и сигнала задания φ_3 .

Блок коррекции сигнала регулятора включает в себя корректирующее устройство (КУ), пороговый элемент (ПЭ), цифровой фильтр (ЦФ) и усилитель (У) [2].

В системе управления АИН (рис.1) решены две задачи – стабилизация низкой частоты путем деления частоты высокочастотного кварцевого генератора, а также сохранен синусоидальный закон ШИМ в переходных режимах посредством цифровой фильтрации сигнала ошибки. Временные диаграммы, показывающие процесс формирования импульсов управления на выходе схемы ШИМ, показаны на рис.2, где кривая 1 – квазисинусоида закона модуляции в статическом режиме $U_s(t)$, кривая 2 – квазисинусоида сигнала ошибки $\Delta U_s(t)$, кривая 3 – их сумма в переходном режиме. В системе управления амплитуда суммарной квазисинусоиды в переходном режиме изменяется с постоянной частотой, равной частоте выходного напряжения АИН, что характерно для ШИМ первого рода. На периодах частоты пилообразного опорного напряжения имеет место ШИМ 2, для которой характерно влияние производной сигнала ошибки на общий коэффициент усиления системы, что учитывает фактор пульсаций

$$F = \left(1 - \frac{dU_y(\omega t) / d\omega t}{dU_{on}(\omega t) / d\omega t} \right)^{-1}.$$

В рассматриваемой системе производная квазисинусоиды ошибки на периоде опорного напряжения $dU_y / d\omega t = 0$, поэтому фактор пульсаций равен единице.

Динамическая модель системы управления АИН с синусоидальной ШИМ как элемент структурной схемы САР электропривода. Подавая на вход схемы ШИМ квазисинусоидальный сигнал, относительная амплитуда которого изменяется в диапазоне 0-1, можно получить закономерности изменения амплитуд ФУ в процессе синусоидальной ШИМ. Количество аппроксимирующих функций Уолша выбирается с учетом постоянной нагрузки наиболее инерционного звена системы и заданной погрешности [3]. Полученные амплитудные характеристики позволяют найти статические коэффициенты усиления для каждой ФУ на интервалах дискретизации, количество которых определяется наиболее высокой частотой следования функции Радемахера среди учтенных функций. Результаты представлены ниже в виде матрицы возможных состояний (МВС) при учете восьми ФУ, упорядоченных по частоте следования,

$[MBC]=$	0	0	0	0	0	0	0	0	Wal0
	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	Sal1
	0.09	0.09	0.05	0.025	0.0025	-0.005	-0.009	-0.009	Cal1
	0	0	0	0		0	0	0	Sal2
	0	0	0	0	0	0	0	0	Cal2
	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	Sal3
	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	Cal3
	0	0	0	0	0	0	0	0	Sal4
		0.125	0.25	0.375	0.5	0.625	0.75	0.875	1

Из полученной МВС видно, что в процессе синусоидальной ШИМ наибольшие коэффициенты усиления соответствуют функциям Sal1, Sal3. Эти коэффициенты постоянны на всем

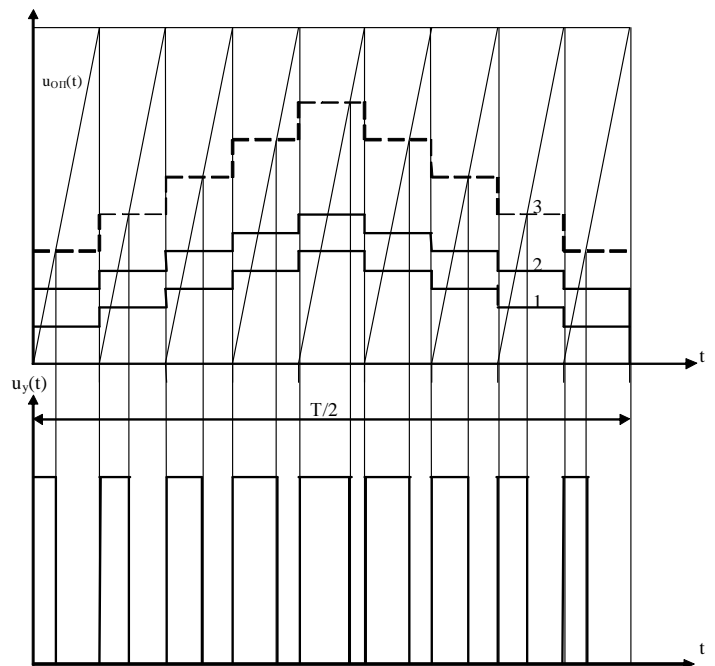


Рис. 2

диапазоне изменения сигнала управления \bar{U}_y . Функции Sal_2, Cal_2, Sal_4 в разложении отсутствуют, а Cal_1, Cal_3 – имеют вторые порядки малости. В результате выполненной аппроксимации получена структурная схема САР электропривода в отклонениях (рис.3), элементом которой является система управления (СУ) с синусоидальной ШИМ.

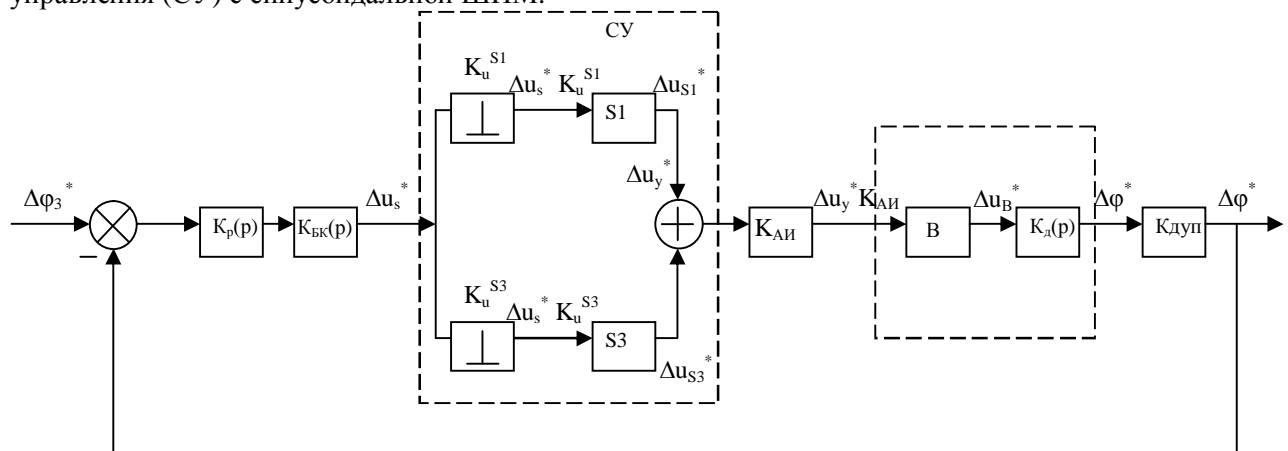


Рис. 3

Система управления АИН представлена двумя дискретными каналами, а его силовая часть – постоянным коэффициентом $K_{AIИ}$. В каждом канале структурной схемы СУ присутствуют импульсные элементы, работающие синхронно и синфазно. Коэффициенты их усиления K_{II}^{S1}, K_{II}^{S3} , определяются соответствующими строками МВС. В процессе ШИМ в каждом канале структурной схемы происходит амплитудная модуляция функций Sal_1, Sal_3 с соответствующими коэффициентами усиления импульсных элементов. Очевидно, что для режима отклонений синусоидальная ШИМ1 заменена эквивалентной АИМ1 двух ФУ, что позволило сохранить дискретную сущность преобразователя и для дальнейшего анализа использовать математический аппарат систем с АИМ1-модифицированное Z-преобразование Лапласа. Заметим, что существующее представление АИН как звена системы сводится к постоянному коэффициенту передачи на частоте основной гармоники, что исключает учет дискретности. Исследование влияния дискретности на устойчивость импульсных систем показало [6], что введение импульсного элемента в непрерывную систему приводит к возникновению конечного граничного коэффициента усиления на частоте, которая в два раза ниже частоты коммутации. По нашей терминологии это частота основной субгармоники.

Анализ субгармонической устойчивости системы электропривода с синусоидальной ШИМ. Выполним исследование субгармонической устойчивости применительно к структурной схеме САР электропривода (рис.3), где $K_{BK}(p)$ – передаточная функция блока коррекции ошибки. Ее можно представить постоянным коэффициентом K_{BK} , т.к. задержка, вносимая этим блоком, незначительна по сравнению с периодом работы АИН. Сигнал с выхода схемы сравнения обрабатывается регулятором с передаточной функцией $K_p(p)$ и далее поступает на вход блока коррекции.

Асинхронный двухфазный двигатель, как и в работе [8], представлен передаточной функцией $K_D(p)$ и выпрямителем с передаточной функцией, равной единице. Наличие выпрямителя позволяет учесть «выпрямляющую» особенность асинхронного двигателя, т.к. при подаче на его вход переменного напряжения выходной параметр (частота вращения) имеет одностороннее направление.

Можно заметить, что известные представления АИН с синусоидальной ШИМ постоянным коэффициентом передачи, устанавливающим связь между действующим значением основной субгармоники на его выходе и входным сигналом, косвенно подразумевают наличие в системе выпрямителя, т.к. действующее значение синусоиды – это некоторый постоянный эквивалент (по своему воздействию) синусоиды.

Введение выпрямителя при анализе системы переменного тока методом дискретного преобразования Лапласа имеет место и в работе [1].

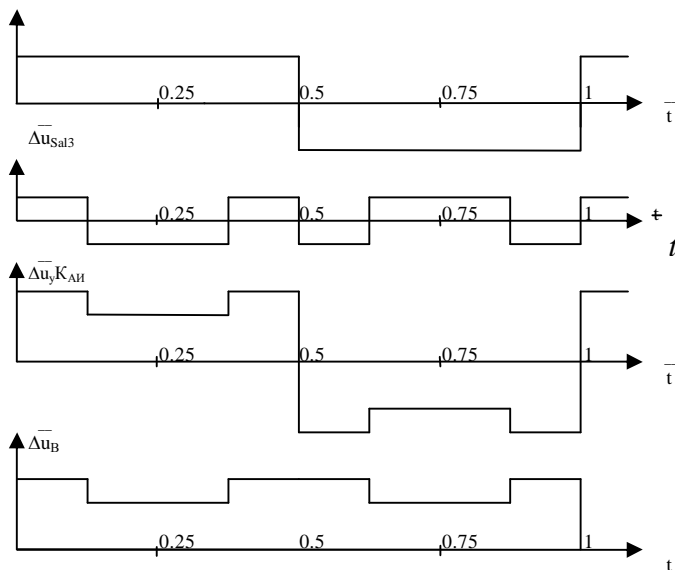


Рис.4

$$K_{\phi}(p) = \frac{1}{p} \left[(K_u^{S1} + K_u^{S3})(1 - e^{-pT}) - 2K_u^{S3} \sum_{K=0}^3 (-1)^K e^{-(0.125+0.25K)pT} \right], \quad (1)$$

Передаточная функция двухфазного асинхронного двигателя серии АДП, который широко используется в качестве исполнительного механизма следящих систем, имеет вид

$$K_D(p) = \frac{K_{\partial}}{p(pT_{\text{ЭМ}} + 1)}, \quad (2)$$

где $K_{\partial} = \frac{\omega_{\text{д.н.}}}{u_{\text{у.н.}}} \frac{M_{\text{П}}}{M_{\text{П}} - M_{\text{H}}} \left[\frac{\text{рад}}{\text{В} \cdot \text{с}} \right]$, $T_{\text{ЭМ}} = J \frac{\omega_{\text{д.н.}}}{M_{\text{П}} - M_{\text{H}}} (\text{сек})$, $\omega_{\text{д.н.}}$, M_{H} , $u_{\text{у.н.}}$ – номинальные значения

частоты вращения, момента и действующего значения напряжения на обмотке управления двигателя; $M_{\text{П}}$ – пусковой момент; J – момент инерции.

Передаточная функция приведенной непрерывной части (ПНЧ) системы (рис.3) имеет вид

$$K_{\text{ПНЧ}}(p) = K_{\text{АИ}} K_{\text{БК}} K_p(p) K_D(p) K_{\text{ДУП}} K_{\phi}(p).$$

С учетом (1), (2), заменяя $p = q/T$, где T – период работы АИН, и умножая (1) на T^{-1} , получаем передаточную функцию ПНЧ

$$K_{\text{ПНЧ}}(q) = K_0 \left[(K_u^{S1} + K_u^{S3})(1 - e^{-q}) - 2K_u^{S3} \sum_{K=0}^3 (-1)^K e^{(0.125+0.25K)q} \right] \left(\frac{A_1}{q^2} + \frac{A_2}{q} + \frac{A_3}{q + \beta} \right), \quad (3)$$

где $K_0 = K_{\text{ДУП}} K_D K_{\text{АИ}} K_p K_{\text{БК}} T$; K_p – коэффициент передачи пропорционального регулятора; $\beta = T/T_{\text{ЭМ}}$; A_1, A_2, A_3 – вычеты для полюсов $q_{1,2} = 0, q_3 = -\beta$. Их значения для пропорционального регулятора: $A_1 = 1; A_2 = -\beta^{-1}; A_3 = \beta^{-1}$.

Для исследования устойчивости замкнутой системы электропривода необходимо получить ее характеристическое уравнение, куда входит передаточная функция разомкнутой системы для момента срабатывания импульсного элемента, что характерно для модуляции первого рода, для которой этот момент известен заранее. В рассматриваемой задаче при учете функций Sal1, Sal3 передаточная функция разомкнутой системы имеет пять значений по количеству интервалов изменения выпрямленного сигнала формирующих элементов $\Delta u_{\text{в}}(t)$ на единичном периоде, т.е. для $0 \leq \varepsilon < 0,125$; $0,125 \leq \varepsilon < 0,375$; $0,375 \leq \varepsilon < 0,625$; $0,625 \leq \varepsilon < 0,875$; $0,875 \leq \varepsilon < 1$.

Необходимость вычисления передаточной функции разомкнутой системы на всех перечисленных интервалах существует, когда анализируют переходные процессы. При анализе устойчивости достаточно получить передаточную функцию разомкнутой системы для момента срабатывания импульсного элемента.

Формы функций Sal1, Sal3 на выходе формирующих элементов, сигналов на выходе сумматора и выпрямителя показаны на рис.4, где $\Delta u_{\text{с}} = \Delta u_{\text{с}} / u_{\text{сМ}}$, $u_{\text{сМ}}$ – максимальное значение амплитуды модулирующего синусоидального напряжения. Передаточные функции формирующих элементов S1, S3 есть лапласовы изображения функций Sal1, Sal3, которые суммируются, выпрямляются и поступают на двигатель. Изображение напряжения, поступающего на двигатель от выпрямителя, есть передаточная функция формирующего элемента системы

Следует учесть, что сигнал на входе импульсного элемента в момент квантования может изменяться скачкообразно, т.е. иметь разрыв. В этом случае передаточная функция разомкнутой системы в момент срабатывания импульсного элемента определяется как среднее арифметическое

$$K_p^*(z,0) = \left(K_p^*(z,-0) + K_p^*(z,+0) \right) / 2,$$

где $K_p^*(z,-0), K_p^*(z,+0)$ — значения передаточной функции разомкнутой системы слева и справа от момента срабатывания импульсного элемента.

Если $K_p^*(z,-0) = K_p^*(z,+0)$, то сигнал на входе импульсного элемента не имеет разрывов в момент квантования.

Для нахождения значений $K_p^*(z,-0), K_p^*(z,+0)$ необходимо найти передаточные функции разомкнутой системы для двух интервалов изменения: $0 \leq \varepsilon \leq 0,125; 0,875 \leq \varepsilon \leq 1$. Их находят, подвергая (3) модифицированному Z -преобразованию. В результате такого преобразования из передаточной функции первого интервала (для $\varepsilon=0$) получено ее значение справа от момента срабатывания импульсного элемента

$$K_p^*(z,+0) = K_0 \frac{K_\Sigma \left\{ z - e^{-\beta} + A_2 \left[z^2 - z(1 + e^{-\beta}) + e^{-\beta} \right] + A_3(z-1)^2 \right\} + 2K_u^{S3} \left\{ z \left[-0,5 - A_3 H(\beta) \right] + 0,5e^{-\beta} + A_3 H(\beta) \right\}}{z^2 - z(z + e^{-\beta}) + e^{-\beta}}, \quad (4)$$

где $K_\Sigma = K_u^{S1} + K_u^{S3}$, $H(\beta) = (-1) \sum_{K=0}^3 e^{(-0,875 + 0,25K)\beta}$.

Значение передаточной функции разомкнутой системы слева от момента срабатывания импульсного элемента получают из передаточной функции разомкнутой системы для последнего интервала, задерживая ее на один период и подставляя $\varepsilon=1$, т.е. $K_p^*(z,-0) = z^{-1} K_p^*(z,1)$.

В результате получено

$$K_p^*(z,-0) = K_0 \left\{ \frac{K_\Sigma - K_u^{S3} z}{z(z-1)} + \frac{(1 + A_2) K_\Sigma}{z} + \frac{A_3 e^{-\beta}}{z - e^{-\beta}} \left[\frac{(z-1) K_\Sigma + 2K_u^{S3} z M(\beta)}{z} \right] \right\}, \quad (5)$$

где $M(\beta) = (-1) \sum_{K=0}^3 e^{(0,875 - 0,25K)\beta}$.

При сравнении (4) и (5) очевидно, что входной сигнал импульсного элемента в момент квантования испытывает скачки, т.к. $K_p^*(z,-0) \neq K_p^*(z,+0)$, потому значение передаточной функции разомкнутой системы в момент квантования находим как среднее арифметическое ее значений слева и справа от этого момента.

В результате преобразований получено

$$K_p^*(z,0) = K_0 \frac{(a_1 + a_2) + z^{-1}(b_1 + b_2)}{2 \left[z - (1 + e^{-\beta}) + z^{-1} e^{-\beta} \right]}, \quad (6)$$

где $a_1 = K_\Sigma \left[1 - A_2(1 + e^{-\beta}) - 2A_3 \right] + 2K_u^{S3} \left[-0,5 - A_3 H(\beta) \right];$

$$b_1 = K_\Sigma \left[e^{-\beta}(A_2 - 1) + A_3 \right] + 2K_u^{S3} \left[0,5e^{-\beta} + A_3 H(\beta) \right];$$

$$a_2 = -K_u^{S3} + (A_2 + 1)K_\Sigma + A_3 e^{-\beta} K_\Sigma + 2K_u^{S3} A_3 e^{-\beta} M(\beta);$$

$$b_2 = K_\Sigma + K_u^{S3} e^{-\beta} - (A_2 + 1)K_\Sigma - (A_2 + 1)e^{-\beta} K_\Sigma - 2A_3 e^{-\beta} K_\Sigma - 2K_u^{S3} A_3 e^{-\beta} M(\beta).$$

Если учесть, что $z = e^{j\bar{\omega}}$, где $\bar{\omega} = \omega T = 2\pi$, то относительная частота основной субгармоники $\bar{\omega}_1 = \pi$. Подставляя ее значение в (6), с учетом формулы Эйлера получаем значение передаточной функции разомкнутой системы в момент срабатывания импульсного элемента на частоте основной

$$K_p^*(\pi, 0) = -K_0 \frac{(a_1 + a_2) - (b_1 + b_2)}{4(1 + e^{-\beta})}.$$

Из характеристического уравнения замкнутой системы на частоте основной субгармоники $1 + K_p^*(\pi, 0) = 0$ с учетом a_1, a_2, b_1, b_2 после соответствующих преобразований получаем условие устойчивости системы электропривода на этой субгармонике

$$K_0 \leq \frac{4\beta ch 0.5\beta}{2K_\Sigma [\beta ch 0.5\beta - 2sh 0.5\beta] - 2K_u^{S3} \beta ch 0.5\beta - 4K_u^{S3} H(\beta) e^{0.5\beta}}. \quad (7)$$

Аналогично получены условия устойчивости на третьей ($z = -0,5 + j\sqrt{3}/2$) и четвертой ($z = j$) субгармониках

$$K_{03} \leq 2 \cdot \sqrt{\frac{C_3^2 + D_3^2}{A_2^2 + B_3^2}}, \quad (8)$$

где $A_3 = a_1 + a_2 + b_1 + b_2$, $B_3 = 0,875(a_1 + a_2)$, $C_3 = 1,5e^{-\beta}$, $D_3 = -0,875(2 + e^{-\beta})$;

$$K_{04} \leq 4 \frac{1 + 2e^{-2\beta}}{(-1 + e^{-2\beta}) \sqrt{(a_1 + a_2)^2 + (b_1 + b_2)^2}}. \quad (9)$$

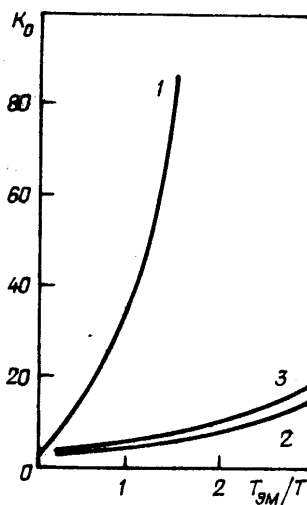


Рис. 5

На рис.5 показаны результаты расчета областей устойчивости на: основной (кривая 1), третьей (кривая 2) и четвертой (кривая 3) субгармониках при разных соотношениях $T_{ЭМ}/T$. Очевидно, что с повышением быстродействия системы наблюдается снижение её устойчивости на всех субгармониках. Причем, на низких субгармониках (третьей и четвертой) запас устойчивости гораздо ниже, чем на основной субгармонике.

Выводы. Достоинство разработанного метода состоит в его универсальности. Предложенный метод позволяет рассчитывать устойчивость на любой субгармонике, а также рассчитать переходные процессы и оптимизировать их по конечной длительности без перерегулирования, обеспечивая плавное нарастание переходного процесса, что очень важно для приводов следящих систем и манипуляторов. К недостаткам метода следует отнести его ограничение системами с ШИМ, с импульсным регулированием и с регулированием «по длительности» на постоянной частоте.

1. Гостев В.И. Анализ систем переменного тока методом дискретного преобразования Лапласа // Электромеханика. –1964. – №10.– С.1165-1173.
2. Денисов А.И., Гордиенко В.В., Бобор Н.И. Коррекция выходных параметров автономного инвертора напряжения в переходных режимах. // Электричество. –1994. –№1.– С.53-58.
3. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. – Киев: Наукова думка, 1995. – 250с.
4. Поздеев А.Д., Донской Н.В. Влияние неполной управляемости вентильных преобразователей на устойчивость замкнутых систем. // Электричество. –1972.–№3. –С.36-42.
5. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – Москва: Энергия, 1974.—328с.
6. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. – Москва: Наука, 1977. —559с.

7. Шупило В.П. Автоматизированный вентиляльный электропривод. – Москва: Энергия, 1969. – 400с.
8. Fallsade F. Ripple Instability in closed-loop Pulse-Modulation Systems Including Invertors Drivers. Pros//IEEE.—1968– №1.—P. 218-228.

УДК 621.313.333.1

Вплив автономного інвертора напруги з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією на стійкість системи електроприводу

Денисов Ю. О., докт.техн.наук

Чернігівський державний технологічний університет, України
вул. Шевченка 95, 14027, Чернігів, Україна.

Запропоновано метод розрахунку умов субгармонійної стійкості систем змінного струму з врахуванням впливу дискретності автономного інвертора напруги з синусоїдальною ШІМ, на основі якого розраховано області стійкості систем електроприводу змінного струму. Бібл. 8, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: субгармонійна стійкість, автономний інвертор.

Influence of inverter with sinusoidal voltage PWM for engine drive system stable

Denisov Y. A.

Chernihiv State Technological University
Shevchenko str. 95,14027, Chernigov, Ukraine.

A method for calculating conditions subharmonic stable AC systems, taking into account the discrete of voltage autonomous inverter with sinusoidal PWM based on which the stable area of AC engine drive. References 8, table 1, figures 5.

Key words: subharmonic stable, autonomous inverter.

1. Gostev V.I. Analysis of alternating-current systems using Laplace transform// Electromekhanika. – 1964. - №10. – P.1165-1173. (Rus.)
2. Denisov A.I., Gordienko V.V., Bobor N.I. Equalization of transient output parameters of independent voltage inverter. // Elektrichestvo. – 1994. - №1.– P.53-58. (Rus.)
3. Denisov A.I., Zvolinskii V.M., Rudenko J.V. Valve inverters in the systems of precision stabilization. – Kyiv: Naukova Dumka, 1995. – 250p. (Rus.)
4. Pozdeev A.D., Donskoi N.V. Effect of partial controllability of valve inverters on closed-loop stability.// Elektrichestvo. – 1972. - №3. –P.36-42. (Rus.)
5. Sandler A.S., Sarbatov R.S. Automatic frequency steering of asynchronous motors. – Moscow: Energiia, 1974. – 328. (Rus.)
6. Tsypkin Ya. Basic automatic systems theory. – Moskva: Nauka, 1977. – 559p. (Rus.)
7. Shypillo V.P. Automatic valve electric drive. – Moskva: Energiia, 1969. – 400p. (Rus.)
8. Fallsade F. Ripple Instability in closed-loop Pulse-Modulation Systems Including Invertors Drivers. Pros//IEEE.—1968– №1.—P. 218-228.

Надійшла 01.03.2011
Received 01.03.2011