

2. Левко В. А. Особенности реологии рабочей среды при абразивно-экструзионной обработке // Вестник СибГАУ. 2005. Вып. 7. С. 96–100.

3. Левко В. А. Абразивно-экструзионная обработка: современный уровень и теоретические основы процесса : монография ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2007.

4. Левко В. А. Расчет шероховатости поверхности при абразивно-экструзионной обработке на основе модели контактных взаимодействий // Авиационная техника. Известия вузов / под ред. проф. В. А. Фирсова ; Казан. гос. техн. ун-т. 2009. № 1. С. 59–62.

5. Левко В. А. Контактные процессы при абразивно-экструзионной обработке // Металлообработка. 2008. № 3 (45). С. 19–23.

6. Исследование влияния формы обрабатываемого канала на течение рабочей среды при абразивно-экструзионной обработке / В. А. Левко, М. А. Лубнин, П. А. Снетков и др. // Вестник СибГАУ. 2009. Вып. 4 (25). С. 138–145.

7. Левко В. А., Пшенко Е. Б. Влияние состава рабочей среды на технологические режимы абразивно-экструзионной обработки сложнопрофильных деталей // Вестник СибГАУ. 2006. Вып. 11. С. 64–68.

8. Левко В. А. Модель течения рабочей среды при абразивно-экструзионной обработке тонких осесимметричных каналов большой длины // Вестник Чебоксар. гос. педаг. ун-та. Механика предельного состояния : сб. науч. тр. / под ред. акад. Д. И. Ивлева ; Чувашск. гос. педаг. ун-т. Чебоксары, 2008. № 2. С. 85–94.

V. A. Levko, M. A. Lubnin, S. K. Sysoev, A. S. Sysoev, L. P. Sysoeva

METHOD OF ASSESSMENT OF ACCURACY, QUALITY AND EFFICIENCY OF ABRASIVE FLOW PROCESSING OF SPAIR PARTS

The technique, which allows to significantly reduce the costs of research have been completed. All the stages of evaluating the accuracy, quality and efficiency are described.

Keywords: abrasive flow machining, annular gap, medium, cross-sectional area, leveling device.

© Левко В. А., Лубнин М. А., Сысоев С. К., Сысоев А. С., Сысоева Л. П., 2011

УДК 621.316

Е. А. Мизрах, А. С. Сидоров, С. Б. Ткачев

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ НА АДМИТАНС И УСТОЙЧИВОСТЬ ИМИТАТОРОВ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ С КАСКАДНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ*

Исследовано влияние динамических свойств импульсных стабилизаторов напряжения на адмитанс и устойчивость имитаторов солнечных батарей с каскадным включением непрерывного и импульсного усилителей мощности. Сформулированы ограничения на параметры сглаживающего LC-фильтра импульсного стабилизатора напряжения.

Ключевые слова: импульсный стабилизатор напряжения, имитатор солнечной батареи, устойчивость, адмитанс.

В настоящее время одной из перспективных топологий имитаторов солнечных батарей (ИСБ) (рис. 1), позволяющей с требуемой точностью воспроизводить ВАХ и импеданс (адмитанс) солнечных батарей мощностью более 1 кВт, является топология ИСБ с каскадным включением непрерывного и импульсного усилителей мощности (рис. 1, а), где ограничение мощности рассеивания непрерывного усилителя мощности (НУМ) осуществляется путем стабилизации напряжения на его регулирующих элементах (РЭ) с помощью импульсного усилителя мощности (ИУМ). Данная топология строится на основе другой топологии – ИСБ последовательного типа (рис. 1, б).

Вопросы устойчивой работы ИСБ последовательного типа и влияния импеданса источника питания на адмитанс имитатора достаточно хорошо проработаны в [1; 2]. Но, в ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ в отличие от ИСБ последовательного типа появляется еще одна отрицательная связь по напряжению, причем ИУМ стабилизирует только часть своего выходного напряжения, а другая часть определяется нагрузкой. Актуальными являются вопросы влияния динамических свойств импульсного стабилизатора напряжения на устойчивость и адмитанс ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (ГК №П530).

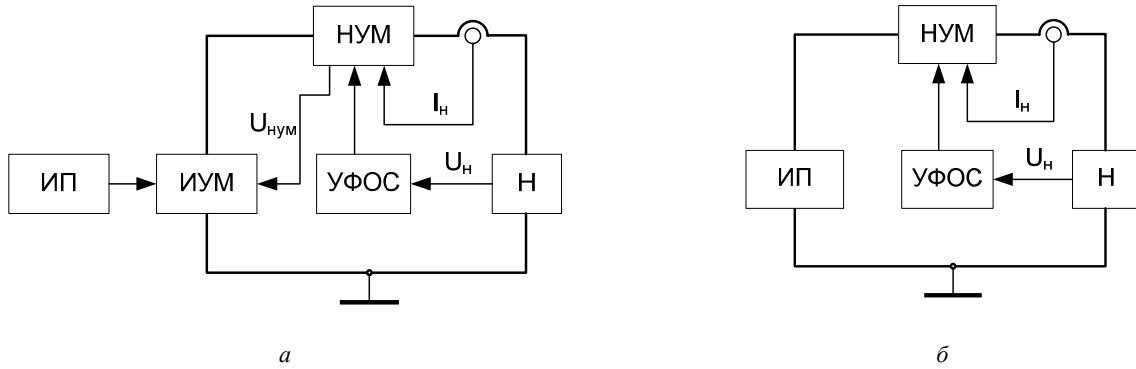


Рис. 1. Топологии имитаторов солнечных батарей:

а – ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ; б – ИСБ последовательного типа; ИП – источник питания; ИУМ – импульсный усилитель мощности; Н – нагрузка; НУМ – непрерывный усилитель мощности; УФОС – устройство функциональной обратной связи

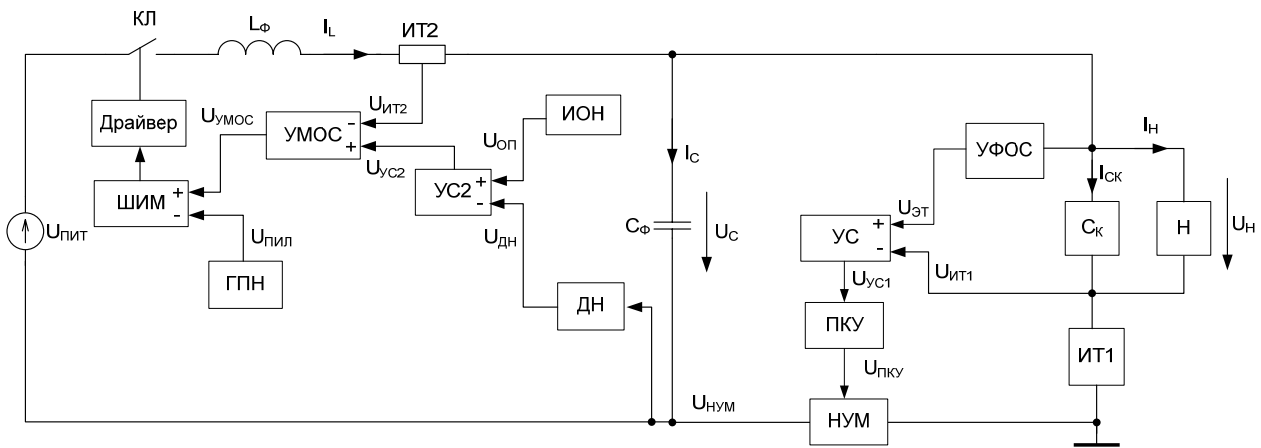


Рис. 2. Структурная схема ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ

Структурная схема ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ представлена на рис. 2. В структуре данного имитатора можно выделить три большие подсистемы:

1. Непрерывный стабилизатор тока (НСТ) нагрузки, образованный усилителем-сумматором (УС), последовательным корректирующим устройством (ПКУ), НУМ, измерителем тока (ИТ) и корректирующим конденсатором (СК).

2. Устройство функциональной обратной связи (УФОС) по напряжению нагрузки, которое задает вольтамперную характеристику (ВАХ) солнечной батареи (СБ) в некотором масштабе и вырабатывает эталонное напряжение $U_{ЭТ}$ для стабилизатора тока.

3. Импульсный стабилизатор напряжения (ИСН) на регулирующих элементах НУМ, которой состоит из делителя напряжения (ДН), источника опорного напряжения (ИОН), УС2, усилителя местной обратной связи (УМОС) по среднему току дросселя, генератора пилообразного напряжения (ГПН), широтно-импульсного модулятора (ШИМ), драйвера, ключа (КЛ), источника питания (УПИТ), сглаживающего фильтра (L_{ϕ} и C_{ϕ}).

Функциональная схема для приращений ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ, полученная путем объединения функциональных схем ИСБ последовательного типа [1] и функциональной схемы импульсного стабилизатора напряжения [3–5], представлена на рис. 3.

Согласно работе [6], передаточные функции устройств НСТ и их параметры имеют следующий вид:

– передаточная функция НУМ по управлению:

$$W_{\text{НУМ}}(s) = \frac{K_{\text{НУМ}}}{T_{\text{НУМ}}^2 s^2 + 2\xi_{\text{НУМ}} T_{\text{НУМ}} s + 1},$$

где $K_{\text{НУМ}} \approx 2,45 \text{ A/V}$ – коэффициент передачи НУМ по управлению; $T_{\text{НУМ}} \approx 1,14 \cdot 10^{-7} \text{ с}$ – постоянная времени НУМ по управлению; $\xi_{\text{НУМ}} \approx 0,75$ – коэффициент относительного демпфирования;

– адмитанс НУМ

$$Y_{\text{НУМ}}(s) = \frac{Y_{0\text{НУМ}} (T_{\text{НУМ}1} s + 1)}{T_{\text{НУМ}2}^2 s^2 + 2\xi_{\text{НУМ}} T_{\text{НУМ}2} s + 1},$$

где $Y_{0\text{НУМ}} \approx 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ Сим}$ – активная составляющая адмитанса НУМ; $T_{\text{НУМ}1} \approx 3,25 \cdot 10^{-4} \text{ с}$, $T_{\text{НУМ}2} \approx 1,35 \cdot 10^{-7} \text{ с}$ – постоянные времени адмитанса НУМ; $\xi_{\text{НУМ}} \approx 0,95$ – относительный коэффициент демпфирования;

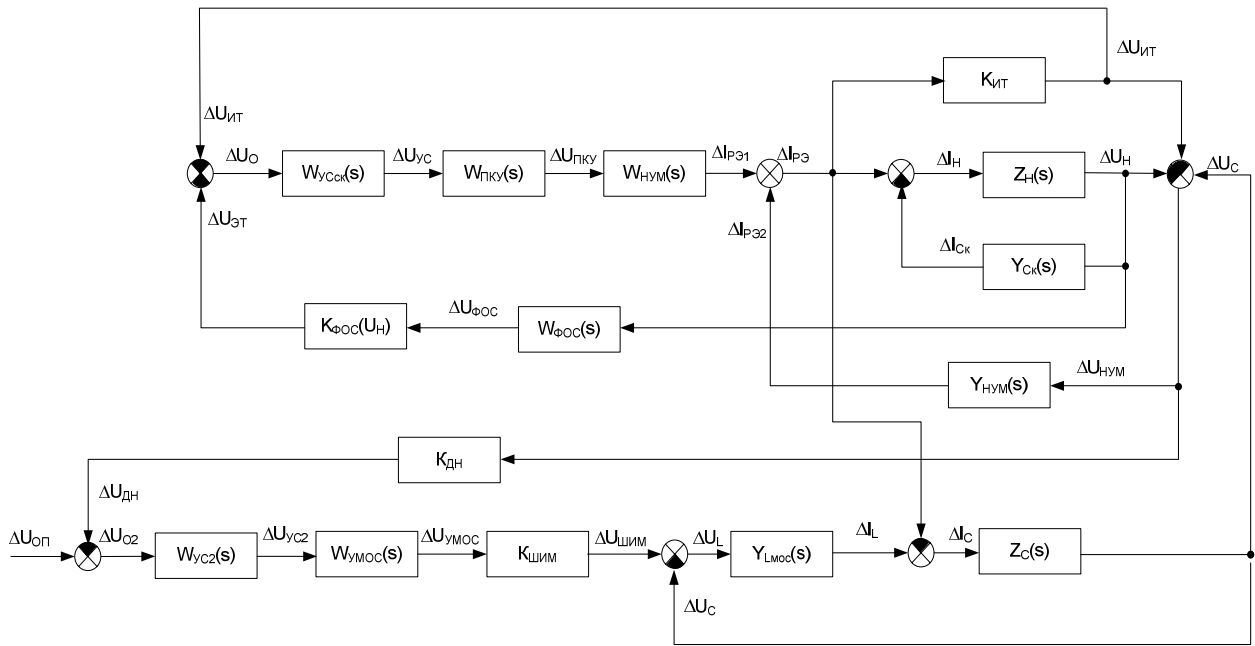


Рис. 3. Функциональная схема имитатора СБ с каскадным включением НУМ и ИУМ

– передаточная функция УС

$$W_{УС}(s) = \frac{K_{УС}}{T_{УС}s + 1},$$

где $K_{УС}$ и $T_{УС}$ – коэффициент передачи и постоянная времени УС;

– передаточная функция ПКУ

$$W_{ПКУ}(s) = \frac{(T_{ПКУ1}s + 1)(T_{ПКУ2}s + 1)}{(T_{ПКУ3}s + 1)(T_{ПКУ4}s + 1)},$$

где $T_{ПКУi}$ – постоянные времени ПКУ. адмитанс корректирующего конденсатора: $Y_{СК}(s) = C_K s$, где C_K – емкость корректирующего конденсатора.

Согласно [2] $K_{УС}$, $T_{УС}$, $T_{ПКУi}$, C_K рассчитываются исходя из воспроизведения имитатором требуемого адмитанса СБ.

Математическая модель УФОС в малосигнальном режиме представляет собой дифференциальный коэффициент передачи $K_{ФОС}(U_H, I_{КЗ}, U_{ХХ}) = |\partial F_{ФОС}(U_H, I_{КЗ}, U_{ХХ}) / \partial U_H|$, зависящий от точки линеаризации ПХ и параметров ВАХ ИСБ, и передаточную функцию, которая имеет вид

$$W_{ФОС}(s) = \frac{1}{(T_{ФОС1}^2 s^2 + 2\xi_{ФОС1} T_{ФОС1} s + 1) \times (T_{ФОС2}^2 s^2 + 2\xi_{ФОС2} T_{ФОС2} s + 1) (T_{ФОС3} s + 1)},$$

где $T_{ФОС1} = 8,84 \cdot 10^{-8}$ с, $T_{ФОС2} = 2,12 \cdot 10^{-8}$ с, $T_{ФОС3} = 1,6 \cdot 10^{-8}$ с – постоянные времени; $\xi_{ФОС1} = 0,5$, $\xi_{ФОС2} = 0,1$ – коэффициенты относительного демпфирования.

Согласно [3–5], передаточные функции устройств ИСН имеют следующий вид:

– передаточная функция УМОС:

$$W_{УМОС}(s) = \frac{K_{УМОС}(T_Z s + 1)}{s(T_P s + 1)},$$

где $K_{УМОС}$ – коэффициент усиления при $\omega = 1$, T_Z и T_P – постоянные времени, причем $T_Z > T_P$;

– коэффициент передачи ШИМ и КЛ равен $K_{ШИМ} = U_{ПИТ} / U_{ПИЛ}$, где $U_{ПИТ}$ – напряжение источника питания ИСН; $U_{ПИЛ}$ – размах пилообразного напряжения;

– адмитанс дросселя фильтра с учетом местной обратной связи (МОС) по среднему току дросселя:

$$Y_{ЛМОС}(s) = \frac{Y_L(s)}{1 + W_{МОС}(s)}, \quad (1)$$

где $Y_{L1}(s) = \frac{1}{L_\Phi s + R_{L\Phi} + R_{ИТ2}}$ – адмитанс дросселя

фильтра с учетом активных потерь в преобразователе (потери в коммутирующих полупроводниковых элементах и статические потери в обмотках трансформатора и дросселя выходного фильтра) и в измерителе среднего тока дросселя; L_Φ – индуктивность дросселя фильтра; $R_{L\Phi}$ – сопротивление потерь; $R_{ИТ2}$ – сопротивление измерителя среднего тока дросселя, $W_{МОС}(s) = W_{УМОС}(s) K_{ШИМ} Y_L(s) K_{ИТ2}$ – передаточная функция разомкнутого контура МОС по среднему току дросселя;

– импеданс конденсатора фильтра $Z_C(s)$ с учетом эквивалентного последовательного сопротивления (ESR):

$$Z_C(s) = \frac{R_{C\Phi} C_{\Phi} s + 1}{C_{\Phi} s},$$

где C_{Φ} – емкость конденсатора фильтра; $R_{C\Phi}$ – эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора.

При анализе влияния динамических свойств ИСН на динамические свойства ИСБ удобнее пользоваться следующими характеристиками ИСН: передаточной функцией разомкнутого контура ИСН и импедансами фильтра и ИСН.

В [4] показано, что между частотой преобразования $f_{\text{ПР}}$, частотой среза разомкнутого контура МОС $f_{\text{СРМОС}} \approx f_{\text{ПР}}/(2\pi)$, частотами $f_z = 1/(2\pi T_z)$ и $f_p = 1/(2\pi T_p)$ существует соотношение $f_z < f_{\text{СРМОС}} < f_{\text{ПР}} = f_p$, которое с учетом условия $|W_{\text{МОС}}(j\omega)| \gg 1$, где $0 \leq \omega \leq \omega_{\text{СРМОС}}$, позволяет упростить (1):

$$Y_{\text{ЛМОС}}(j\omega) \approx \frac{1}{W_{\text{УМОС}}(j\omega) K_{\text{ШИМ}} K_{\text{ИТ2}}} \approx \frac{j\omega}{K_{\text{УМОС}} K_{\text{ШИМ}} K_{\text{ИТ2}} (T_z j\omega + 1)}, \quad \omega < \omega_{\text{СРМОС}}. \quad (2)$$

Согласно (2) в диапазоне частот $0 \leq \omega \leq 1/T_z$ благодаря МОС адмитанс дросселя приобретает емкостной характер, где эквивалентная емкость дросселя равна

$$C_L = \frac{1}{K_{\text{УМОС}} K_{\text{ШИМ}} K_{\text{ИТ2}}}.$$

Адмитанс фильтра с МОС определяется выражением:

$$Y_{\text{ФМОС}}(s) = Y_{\text{ЛМОС}}(s) + \frac{1}{Z_C(s)} = Y_{\text{ЛМОС}}(s) + Y_C(s).$$

Передаточная функция разомкнутого контура ИСН имеет вид:

$$W_{\text{РКИСН}}(s) = \frac{W_{\text{УС2}}(s) W_{\text{УМОС}}(s) K_{\text{ШИМ}} \times Y_{\text{ЛМОС}}(s) Z_{\text{ФМОС}}(s) K_{\text{ДН}}}{1 + Z_{\text{ФМОС}}(s) Y_{\text{Н}}(s)},$$

где $Z_{\text{ФМОС}}(s) = 1/Y_{\text{ФМОС}}(s)$ – эквивалентный импеданс фильтра; $Y_{\text{Н}}(s)$ – адмитанс нагрузки.

В режиме ХХ, когда $Y_{\text{Н}}(s) = 0$, передаточная функция разомкнутого контура ИСН принимает вид:

$$W_{\text{РКИСНХХ}}(s) = W_{\text{УС2}}(s) W_{\text{УМОС}}(s) K_{\text{ШИМ}} \times Y_{\text{ЛМОС}}(s) Z_{\text{ФМОС}}(s) K_{\text{ДН}}. \quad (3)$$

Выходной импеданс ИСН определяется следующим выражением:

$$Z_{\text{ИСН}}(s) = \frac{Z_{\text{ФМОС}}(s)}{1 + W_{\text{РКИСНХХ}}(s)}. \quad (4)$$

Проанализируем влияние динамических свойств ИСН на адмитанс имитатора. В таблице представлены адмитанс ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ и, в целях сравнения, адмитанс ИСБ последовательного типа [2]. Сравнивая соответствующие слагаемые адмитансов имитаторов, можно сделать вывод, что охват РЭ НУМ обратной связью по напряжению приводит к изменению адмитанса НУМ.

Рассмотрим влияние передаточной функции разомкнутого контура ИСН в режиме ХХ на $Y_{\text{НУМ}}(s)$. Как правило, в ИСН между частотой среза разомкнутого контура ИСН $\omega_{\text{СРИСН}}$, частотой среза разомкнутого контура МОС по среднему току дросселя $\omega_{\text{СРМОС}}$ и частотой преобразования $\omega_{\text{ПР}}$ выполняется соотношение $\omega_{\text{СРИСН}} < \omega_{\text{СРМОС}} < \omega_{\text{ПР}}$ [4]. Поэтому, с учетом выражение (2) в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРИСН}}$ ПФ $W_{\text{РКИСНХХ}}$ принимает вид:

$$W_{\text{РКИСНХХ}}(j\omega) = \frac{W_{\text{УС2}}(j\omega) W_{\text{УМОС}}(j\omega) K_{\text{ШИМ}} Z_{\text{ФМОС}}(j\omega) K_{\text{ДН}}}{W_{\text{УМОС}}(j\omega) K_{\text{ШИМ}} K_{\text{ИТ2}}} = \frac{W_{\text{УС2}}(j\omega) Z_{\text{ФМОС}}(j\omega) K_{\text{ДН}}}{K_{\text{ИТ2}}}. \quad (5)$$

Согласно (5) в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРИСН}}$ существенное влияние на $W_{\text{РКИСНХХ}}$ оказывает импеданс фильтра $Z_{\text{ФМОС}}$ с МОС по среднему току дросселя, который в области низких и средних частот имеет емкостной характер, т. е. ПФ $W_{\text{РКИСНХХ}}$ обладает относительно большим коэффициентом передачи в области низких и средних частот. Поэтому, благодаря охвату обратной связью по напряжению регулирующих элементов НУМ модуль адмитансно-частотной характеристики (АдЧХ) $|Y_{\text{НУМ}}(j\omega)|$ в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРИСН}}$ уменьшается по сравнению с модулем АдЧХ $|Y_{\text{НУМ}}(j\omega)|$, что согласно работе [2] положительно сказывается как на статической, так и на динамической точности имитатора.

Адмитансы имитаторов

ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ	ИСБ последовательного типа
$Y_{\text{КАС}}(s, U_{\text{Н}}) = Y_{\text{СТ}}^k(s) + Y_{\text{ФОС}}^k(s, U_{\text{Н}}) + Y_{\text{СК}}(s)$	$Y_{\text{ПОС}}(s, U_{\text{Н}}) = Y_{\text{ФОС}}(s, U_{\text{Н}}) + Y_{\text{СТ}}(s) + Y_{\text{СК}}(s)$
$Y_{\text{СТ}}^k(s) = \frac{Y_{\text{НУМ}}'(s)}{1 + W_{\text{СК}}(s) + K_{\text{ИТ1}} Y_{\text{НУМ}}'(s) + Z_{\text{ИСН}}(s) Y_{\text{НУМ}}(s)}$	$Y_{\text{СТ}}(s) = \frac{Y_{\text{НУМ}}(s)}{1 + W_{\text{СК}}(s) + K_{\text{ИТ}} Y_{\text{НУМ}}(s) + Z_{\text{ИП}}(s) Y_{\text{НУМ}}(s)}$
$Y_{\text{ФОС}}^k(s, U_{\text{Н}}) = \frac{K_{\text{ФОС}}(U_{\text{Н}}) W_{\text{ФОС}}(s) W_{\text{УС}}(s) W_{\text{ПКУ}}(s) W_{\text{НУМ}}(s)}{1 + W_{\text{СК}}(s) + K_{\text{ИТ1}} Y_{\text{НУМ}}'(s) + Z_{\text{ИСН}}(s) Y_{\text{НУМ}}(s)}$	$Y_{\text{ФОС}}(s, U_{\text{Н}}) = \frac{K_{\text{ФОС}}(U_{\text{Н}}) W_{\text{ФОС}}(s) W_{\text{УС}}(s) W_{\text{ПКУ}}(s) W_{\text{НУМ}}(s)}{1 + W_{\text{СК}}(s) + K_{\text{ИТ}} Y_{\text{НУМ}}(s) + Z_{\text{ИП}}(s) Y_{\text{НУМ}}(s)}$
$Y_{\text{НУМ}}'(s) = \frac{Y_{\text{НУМ}}(s)}{1 + W_{\text{РКИСНХХ}}(s)}$	
$W_{\text{СК}}(s) = W_{\text{УС}}(s) W_{\text{ПКУ}}(s) W_{\text{НУМ}}(s) K_{\text{ИТ}}$	

Выше частоты $\omega_{\text{СРисн}}$ будет выполняться условие $|\dot{Y}_{\text{НУМ}}(j\omega)| = |Y_{\text{НУМ}}(j\omega)|$. Поэтому без ущерба для точности полученных результатов примем, что $|\dot{Y}_{\text{НУМ}}(j\omega)| = |Y_{\text{НУМ}}(j\omega)|$ вне зависимости от диапазона частот. Отсюда, если $Z_{\text{ИП}}(s) = Z_{\text{ИСН}}(s)$, то адмитанс ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ будет равен адмитансу ИСБ последовательного типа.

В работе [2] было получено условие, которому должен удовлетворять импеданс ИП ИСБ последовательного типа, исходя из наименьшего влияния на адмитанс имитатора

$$|Z_{\text{ИП}}(j\omega)| < |Z_{\text{ИПпр}}(j\omega)| = \left| \frac{1 + W_{\text{РКж}}(j\omega)}{Y_{\text{НУМ}}(j\omega)} - K_{\text{ИТ}} \right|, \quad \omega \in 0 \dots \omega_{\text{СРж}},$$

где $|Z_{\text{ИПпр}}(j\omega)|$ – модуль предельной импедансно-частотной характеристики (ИЧХ) ИП ИСБ последовательного типа; $\omega_{\text{СРж}}$ – желаемая частота среза РК НСТ; $W_{\text{РКж}}$ – желаемая передаточная функция РК НСТ, которая в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРж}}$ имеет вид

$$W_{\text{РКж}}(j\omega) = \frac{K_{\text{РКж}}}{(T_{\text{РКж1}}j\omega + 1)},$$

где $K_{\text{РКж}}$ – желаемый коэффициент передачи, $T_{\text{РКж1}} = K_{\text{РКж}} / \omega_{\text{СРж}}$.

Так как $Z_{\text{ИП}}(s) = Z_{\text{ИСН}}(s)$, то модуль ИЧХ ИСН должен удовлетворять условию:

$$|Z_{\text{ИСН}}(j\omega)| < |Z_{\text{ИПпр}}(j\omega)| = \left| \frac{1 + W_{\text{РКж}}(j\omega)}{Y_{\text{НУМ}}(j\omega)} - K_{\text{ИТ}} \right|, \quad \omega \in 0 \dots \omega_{\text{СРж}}. \quad (6)$$

График $|Z_{\text{ИПпр}}(j\omega)|$ при типовых $\omega_{\text{СРж}} \approx 3,14 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ и $K_{\text{РКж}} = 200$ представлен на рис. 4. Как видно из графика в области НЧ импеданс ИП может быть порядка мегаом, но по мере роста частоты он должен становиться меньше.

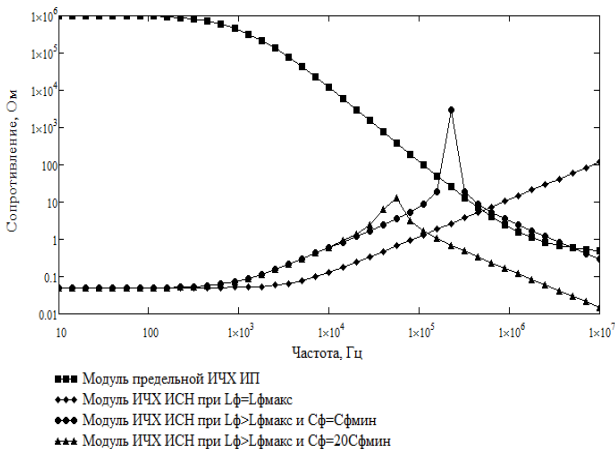


Рис. 4. Графики ИЧХ ИСН

Проанализируем импеданс ИСН. С учетом (5) импеданс ИСН (4) в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРисн}}$ принимает вид:

$$Z_{\text{ИСН}}(j\omega) = \frac{Z_{\text{Фэкв}}(j\omega)W_{\text{УМОС}}(j\omega)K_{\text{ШИМ}}K_{\text{ИТ2}}}{W_{\text{УС2}}(j\omega)W_{\text{УМОС}}(j\omega)K_{\text{ШИМ}}Z_{\text{Фэкв}}(j\omega)K_{\text{ДН}}} = \frac{K_{\text{ИТ2}}}{W_{\text{УС2}}(s)K_{\text{ДН}}} \approx \frac{K_{\text{ИТ2}}}{K_{\text{УС2}}K_{\text{ДН}}}, \quad (7)$$

т. е. имеет чисто активный характер. Выше частоты среза разомкнутого контура ИСН $\omega_{\text{СРисн}}$ импеданс ИСН определяется импедансом (параметрами) LC -фильтра.

Учитывая, что обычно выполняются условия $K_{\text{ИТ2}} < 1 \text{ Ом}$, $K_{\text{УС2}} \gg 1$, $K_{\text{ДН}} < 1$, то в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРисн}}$, где $\omega_{\text{СРисн}}$ обычно не превышает несколько килогерц, условие (6) автоматически выполняется. Таким образом, (6) накладывает ограничения только на параметры LC -фильтра.

Определим наибольшее значение индуктивности дросселя фильтра $L_{\text{Фмакс}}$. Приравнявая $L_{\text{Фмакс}}\omega = |Z_{\text{ИПпр}}(j\omega)|$ при $\omega = \omega_{\text{СРж}}$, получим

$$L_{\text{Фмакс}} = \frac{|Z_{\text{ИПпр}}(j\omega_{\text{СРж}})|}{\omega_{\text{СРж}}}.$$

При $\omega_{\text{СРж}} \approx 3,14 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ получим $L_{\text{Фмакс}} \approx 1,8 \text{ мкГн}$. На рис. 4 представлен модуль ИЧХ ИСН при $Z_{\text{ИСН0}} = 0,05 \text{ Ом}$ и $L_{\text{Ф}} = L_{\text{Фмакс}}$. Как видно из графиков, условие (6) в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРж}}$ в полной мере выполняется.

Как показывает практика, полученная на примере величина индуктивности дросселя не достаточна для выполнения условия непрерывности тока дросселя, поэтому определим наименьшую емкость конденсатора, при которой индуктивность дросселя не будет оказывать влияния на адмитанс ИСБ. Для этого рассмотрим условие $C_{\text{Фмин}}\omega = 1/|Z_{\text{ИПпр}}(j\omega)|$ при $\omega = \omega_{\text{СРж}}$:

$$C_{\text{Фмин}} \leq \frac{1}{|Z_{\text{ИПпр}}(j\omega_{\text{СРж}})|\omega_{\text{СРж}}}.$$

При $\omega_{\text{СРж}} \approx 3,14 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ получим $C_{\text{Фмин}} \approx 53 \text{ нФ}$. Модуль ИЧХ ИСН при $L_{\text{Ф}} > L_{\text{Фмакс}}$ и $C_{\text{Ф}} = C_{\text{Фмин}}$ представлен на рис. 4. Как видно из графика, на частоте сопряжения индуктивной составляющей ИЧХ ИСН и импеданса конденсатора образуется резонансный выброс, который не позволяет в полной мере выполнить условие (6). Поэтому величину емкости конденсатора $C_{\text{Ф}}$ предлагается выбирать с запасом в 20–100 раз:

$$C_{\text{Ф}} \geq 20 \frac{1}{|Z_{\text{ИПпр}}(j\omega_{\text{СРж}})|\omega_{\text{СРж}}}. \quad (8)$$

Модуль ИЧХ ИСН при $L_{\text{Ф}} > L_{\text{Фмакс}}$ и $C_{\text{Ф}} = 20C_{\text{Фмин}} \approx 1 \text{ мкФ}$ представлен на рис. 4. Видно, что теперь условие (6) в диапазоне частот $0 \leq \omega < \omega_{\text{СРж}}$ в полной мере выполняется.

Таким образом, при расчете параметров LC -фильтра ИСН для ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ

накладывается ограничение, согласно которому емкость конденсатора фильтра должна быть не меньше некоторой минимальной величины.

Рассмотрим вопрос устойчивой работы ИСН. Особенностью работы ИСН в составе ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ является то, что ИСН производит стабилизацию только части своего выходного напряжения – напряжение на РЭ НУМ, тогда как другая часть – напряжение нагрузки – зависит от импеданса нагрузки и формируется НСТ и УФОС. Поэтому для расчета КУ, обеспечивающего устойчивую работу ИСН, необходимо определить ПФ РК ИСН с учетом НСТ и УФОС.

Используя формулу Мезона, по функциональной схеме, представленной на рис. 3, получим передаточную функцию разомкнутого контура ИСН, работающего в составе ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ:

$$W_{\text{РКИСНк}}(s, U_H) = \frac{\Delta U_{\text{ДН}}(s)}{\Delta U_{\text{О2}}(s)} = W_{\text{РКИСНкх}}(s) \frac{1 + Z_H(s)Y_{\text{ПОС}}^*(s, U_H)}{1 + Z_H(s)Y_{\text{ПОС}}^{**}(s, U_H)}, \quad (9)$$

где

$$Y_{\text{ПОС}}^*(s, U_H) = Y_{\text{ФОС}}^*(s, U_H) + Y_{\text{СК}}(s),$$

$$K_{\text{ФОС}}(U_H)W_{\text{ФОС}}(s)W_{\text{УСк}}(s) \times W_{\text{ПКУ}}(s)W_{\text{НУМ}}(s)$$

$$Y_{\text{ФОС}}^*(s, U_H) = \frac{\times W_{\text{ПКУ}}(s)W_{\text{НУМ}}(s)}{1 + W_{\text{СК}}(s)},$$

$$Y_{\text{ПОС}}^{**}(s, U_H) = Y_{\text{ФОС}}^{**}(s, U_H) + Y_{\text{СТ}}^{**}(s, U_H) + Y_{\text{СК}}(s)$$

$$Y_{\text{ФОС}}^{**}(s, U_H) = \frac{K_{\text{ФОС}}(U_H)W_{\text{ФОС}}(s)W_{\text{УСк}}(s)W_{\text{ПКУ}}(s)W_{\text{НУМ}}(s)}{1 + W_{\text{СК}}(s) + K_{\text{ИТИ}}Y_{\text{НУМ}}(s) + Z_{\text{Фмос}}(s)Y_{\text{НУМ}}(s)},$$

$$Y_{\text{СТ}}^{**}(s, U_H) = \frac{Y_{\text{НУМ}}(s)}{1 + W_{\text{СК}}(s) + K_{\text{ИТИ}}Y_{\text{НУМ}}(s) + Z_{\text{Фмос}}(s)Y_{\text{НУМ}}(s)}.$$

Графики $|Y_{\text{ПОС}}^*(j\omega, U_H)|$ и $|Y_{\text{ПОС}}^{**}(j\omega, U_H)|$ при типовых значениях $C_{\Phi} = 10$ мкФ и $L_{\Phi} = 200$ мкГн представлены на рис. 5.

Как видно из графиков, в диапазоне частот до нескольких килогерц, являющихся частотой среза РК ИСН, модули выражений $|Y_{\text{ПОС}}^*(j\omega, U_H)|$ и $|Y_{\text{ПОС}}^{**}(j\omega, U_H)|$ совпадают, что позволяет упростить (9):

$$W_{\text{РКИСНк}}(s, U_H) \approx W_{\text{РКИСНкх}}(s).$$

Таким образом, при исследовании устойчивости ИСН, работающего в составе ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ, можно использовать передаточную функцию ИСН в режиме ХХ (3).

Условие устойчивости по частотным характеристикам $|W_{\text{РКИСНкх}}(j\omega)|$ и $\varphi_{\text{РК}} = \arg(W_{\text{РКИСНкх}}(j\omega))$ имеет вид

$$\omega_{\text{СР}} < \omega_{\text{П}},$$

где $\omega_{\text{СР}}$ – частота среза, при которой $|W_{\text{РКИСНкх}}(j\omega_{\text{СР}})| = 1$; $\omega_{\text{П}}$ – частота, при которой $\varphi_{\text{РК}}(\omega_{\text{П}}) = -180^\circ$.

Как правило, для обеспечения устойчивой работы ИСН между частотой среза разомкнутого контура ИСН $\omega_{\text{СР}}$ и частотой преобразования (модуляции) $\omega_{\text{пр}}$ должно выполняться условие $\omega_{\text{СР}} \leq \omega_{\text{пр}}/5$ [4; 5]. В то же время, как показывают результаты моделирования [1], быстродействие ИСН оказывает существенное влияние на качество переходных процессов на токовой ветви ВАХ имитатора СБ. Поэтому, для повышения качества переходных процессов ИСБ с каскадным включением НУМ и ИУМ необходимо, чтобы частота среза ИСН была как можно больше. Руководствуясь наибольшим быстродействием ИСН, используя передаточную функцию разомкнутого контура ИСН в режиме ХХ (3) и методы, изложенные в [4; 5], можно провести синтез корректирующего устройства, обеспечивающего устойчивость и требуемого быстродействия ИСН.

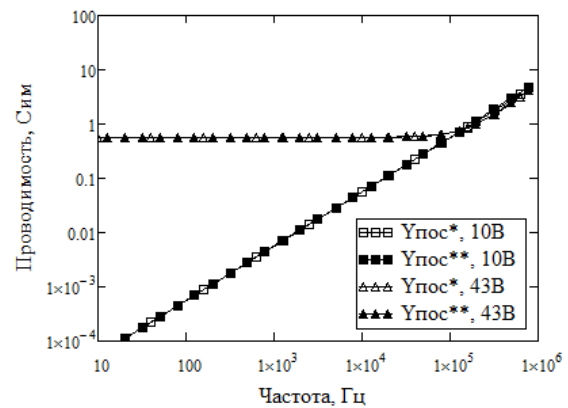


Рис. 5. Графики $|Y_{\text{ПОС}}^*(j\omega, U_H)|$ и $|Y_{\text{ПОС}}^{**}(j\omega, U_H)|$

Таким образом, в работе исследовано влияние импульсного стабилизатора напряжения на адмитанс и устойчивость имитатора с каскадным включением непрерывного и импульсного усилителей мощности. Показано, что для наименьшего влияния импеданса ИСН на адмитанс имитатора емкость конденсатора фильтра ИСН должна удовлетворять условию (8). Для исследования и обеспечения устойчивости ИСН следует использовать передаточную функцию разомкнутого контура ИСН в режиме холостого хода (3).

Библиографические ссылки

1. Мизрах Е. А., Сидоров А. С. Об абсолютной устойчивости процессов в имитаторах солнечных батарей // Приборостроение (Известия высших учебных заведений) / Санкт-Петербургский гос. ун-т информационных технологий, механики и оптики. 2011. Т. 54. № 4. С. 28–33.
2. Балакирев Р. В., Мизрах Е. А., Сидоров А. С. Синтез требуемых адмитансных частотных характеристик имитатора солнечной батареи // Вестник СибГАУ. 2006. Вып. 2(9). С. 24–29.

3. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М. : Техносфера, 2005.

4. Dixon L. Average Current Control of Switching Power Supplies // Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook, Seminar 700, 1990. Topic 5. P. 5.1–5.14.

5. Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics. N. Y. : Chapman and Hall, 1997.

6. Мизрах Е. А., Сидоров А. С. Моделирование имитатора солнечных батарей с каскадным включением импульсного и непрерывного усилителей мощности // Вестник СибГАУ. 2007. Вып. 1 (14). С. 7–12.

E. A. Mizrakh, A. S. Sidorov, S. B. Tkachev

INVESTIGATION OF INFLUENCE OF SWITCHED VOLTAGE REGULATORS ON ADMITTANCE AND STABILITY OF SOLAR ARRAY SIMULATORS WITH CASCADE CONNECTION OF POWER AMPLIFIERS

The paper presents the results of the investigation of the influence of dynamic characteristics of switched voltage regulator on admittance and stability of solar array simulator with cascade connection of continuous and switched power amplifiers. The limitations on LC-filter parameters of switched voltage regulator are stated.

Key words: switched voltage regulator, solar array simulator, stability, admittance.

© Мизрах Е. А., Сидоров А. С., Ткачев С. Б., 2011

УДК 62-529

Р. А. Мирзаев, Н. А. Смирнов

РАЗРАБОТКА ЭЛЕМЕНТОВ УПРАВЛЕНИЯ МЕХАНИЗМАМИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

Рассмотрены аспекты управления устройствами параллельной кинематики. Создана система управления шаговыми двигателями. При её разработке усовершенствован контроллер шаговых двигателей, написана программа управления для биполярных и униполярных двигателей.

Ключевые слова: устройства параллельной кинематики, контроллер, система управления, шаговые двигатели, мехатроника.

Применение шаговых двигателей и устройств параллельной кинематики в робототехнике, автоматизированной технике и ракетно-космической технике открывает новые функциональные возможности в этих областях. Шаговые двигатели позволяют осуществлять перемещение с большой точностью без использования обратной связи. В случае, когда нагрузка меняется плавно, требуется хорошая точность позиционирования инструмента или детали, шаговые двигатели являются оптимальным выбором с точки зрения цены и функциональности.

Если нужен привод для перемещения по заданному алгоритму (переместить в определенную позицию, выполнить реверс, приостановить работу, продолжить работу с другой скоростью), предпочтительно использовать шаговый двигатель. Он способен осуществлять точное позиционирование и регулировку скорости без датчика обратной связи [1]. Однако это утверждение верно только для систем, которые работают при малом ускорении и с относительно постоянной нагрузкой. Если нагрузка шагового двигателя превысит его момент, то информация о положении ротора теряется и система требует базирования с помощью концевого выключателя или любого датчика положения [2].

В ходе анализа литературы по автоматизированной технике [1–3] выявлена некоторая последовательность обработки информации. К примеру, преобразование информации и генерация управляющих сигналов для шаговых двигателей станка ЧПУ часто осуществляется по схеме, приведенной на рис. 1. Причем вариант с использованием порта USB встречается редко. Большое значение в данной схеме имеет совместимость устройств, форматов передачи данных и связанная с ней унификация сигналов, разъемов, протоколов. В ходе работы контроллер, несовместимый с сигналом шаг/направление, был усовершенствован.

Применение шаговых двигателей требует сложной системы управления, которая создана в ходе работы. Система управления состоит из персонального компьютера с работающей на нем программой и контроллеров шаговых двигателей, преобразующих сигналы. Компьютерная программа управления считывает данные о траектории, рассчитывает шаги и генерирует управляющие сигналы на контроллер. Контроллер шаговых двигателей преобразует эти сигналы в импульсы, усиливает их мощность и подает на шаговые двигатели.