

Экипаж точно будет знать, какой отказ или неисправность возникла, что позволит принять единственно правильное решение: продолжить полет, прекратить выполнение полетного задания, выключить двигатель, или перейти на другой режим полета, идти на вынужденную посадку, продолжать полет с повышенным контролем параметров работы двигателей и систем, запросить экстренную посадку и т. д.

Для этого необходимо, в соответствии с предложенной методикой, иметь расчеты по возникновению отказов и неисправностей всех систем и агрегатов данного типа воздушного судна, составить программу по определению отказов и неисправностей и ввести ее в бортовую вычислительную машину.

В полете, путем введения проявившихся признаков в БЦВМ, командир получит информацию об истинном состоянии системы воздушного судна. Зная

его в данный момент, командир (пилот) принимает единственно правильное решение, выполняет необходимые операции и снижает риск или выводит воздушное судно из аварийной ситуации.

Библиографические ссылки

1. Решетов Д. Н., Иванов А. С., Фадеев В. З. Надежность машин. М. : Высш. шк., 1988.
2. Воробьев В. Г., Константинов В. Д. Техническая диагностика авиационного оборудования. М. : Транспорт, 2000.
3. Лукасов В. В. Метод поиска неисправностей и его использование в обеспечении надежности летательных аппаратов : дис. ... канд. техн. наук. Красноярск, 2006.

V. V. Lukasov, N. V. Nikushkin

SOLUTION OF A PROBLEM OF SUPPORT OF THE DECISION TO BE MADE BY A CREW TEAM WHEN AN EMERGENCY SITUATION OCCURS WHILE IN FLIGHT

The authors offer a method for support of the decision to be made by a crew team to avoid the emergency when such situation occurs while in flight, with the help of a probabilistic method.

Keywords: aircraft, crew, emergency, sign, probability of a state, probability of warning expression.

© Лукасов В. В., Никушкин Н. В., 2011

УДК 629.7.064.52

Е. А. Мизрах, Д. К. Лобанов

ДИНАМИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ НАГРУЗОЧНЫХ УСТРОЙСТВ С РЕКУПЕРАЦИЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В СЕТЬ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ЭНЕРГОСИСТЕМ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА*

Разработана методика динамического синтеза нагрузочных устройств с рекуперацией электроэнергии в сеть электропитания испытательного комплекса энергосистем космического аппарата.

Ключевые слова: энергосбережение, нагрузочное устройство, рекуперация.

Энергосистемы современных космических аппаратов (КА) работают, как правило, на постоянном токе и содержат первичные и вторичные источники электрической энергии для электропитания бортовых электротехнических систем. При наземных испытаниях вторичных источников электропитания (ВИЭП) КА большой мощности (свыше пяти киловатт) возникают проблемы с утилизацией энергии нагрузочных устройств. Авторами предложен один из вариантов решения этой проблемы – рекуперация потребленной энергии в сеть постоянного тока, питающую испытываемый вторичный источник электропитания [1].

Энергосберегающий испытательный комплекс (рис. 1) для наземных испытаний мощных ВИЭП КА

содержит в своем составе имитатор солнечной батареи (имитатор СБ), воспроизводящий выходные вольтамперную характеристику (ВАХ) и полное внутреннее сопротивление СБ; нагрузочное устройство рекуперационного типа (НУРТ), имитирующее вольтамперную характеристику и полное внутреннее сопротивление реальных бортовых потребителей.

НУРТ содержит непрерывный стабилизатор тока (НСТ) и импульсный стабилизатор тока (ИСТ) стабилизаторы тока, находящиеся в следующей взаимосвязи: НСТ стабилизирует выходной ток $I_{\text{ВИЭП}}$, а ИСТ, выполненный на основе импульсного преобразователя (ИП), стабилизирует ток через непрерывный регулирующий элемент (НРЭ).

*Работа выполнена при финансовой поддержке Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

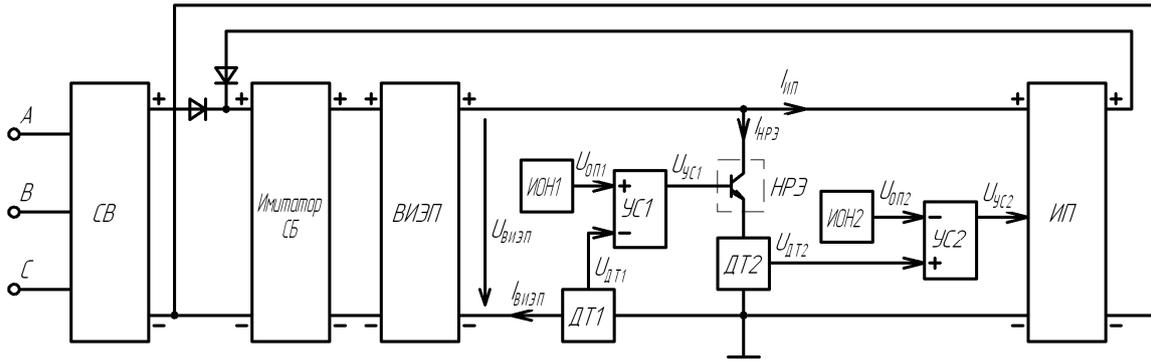


Рис. 1. Структурная схема энергосберегающего испытательного комплекса:
 СВ – стабилизирующий выпрямитель; ВИЭП – первичный источник электропитания; имитатор СБ – имитатор солнечной батареи; ИП – импульсный преобразователь; ИОН – источник опорного напряжения; УС – усилитель-сумматор напряжения; ДТ – датчик тока

Это позволяет уменьшить рассеиваемую мощность НРЭ, его габариты и массу. НСТ образуют НРЭ, датчик тока ВИЭП (ДТ1), источник опорного напряжения (ИОН1), усилитель-сумматор напряжения (УС1). ИСТ образуют ИП, датчик тока ДТ2, протекающего через НРЭ, ИОН2 и усилитель-сумматор УС2.

Принцип работы НУРТ поясняют диаграммы напряжений и токов (рис. 2). В момент времени t_0 происходит наброс тока ВИЭП, в момент времени t_2 – сброс. В момент времени t_0 увеличивается опорное напряжение $U_{оп1}$, что приводит к увеличению тока, протекающего через НРЭ, и выходного тока ВИЭП.

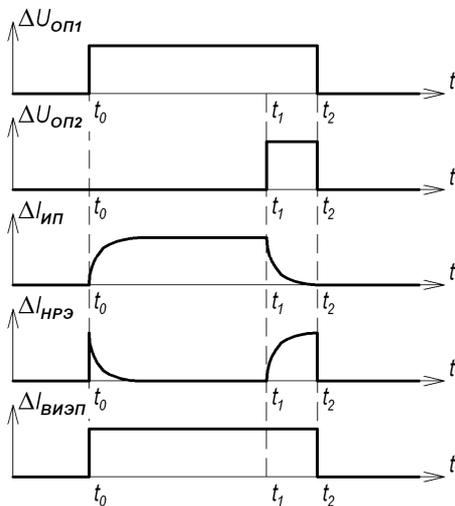


Рис. 2. Диаграммы напряжений и токов при набросе и сбросе выходного тока ВИЭП

Увеличение тока $I_{НРЭ}$ в свою очередь приводит к увеличению напряжений $U_{ДТ2}$, $U_{УС2}$ и к увеличению входного тока ИП – $I_{ИП}$. Так как НСТ стабилизирует ток $I_{ВИЭП}$, равный сумме токов $I_{НРЭ}$ и $I_{ИП}$, то увеличение тока $I_{ИП}$ приводит к уменьшению тока $I_{НРЭ}$ и наоборот. Таким образом, ток $I_{НРЭ}$ возвращается к прежнему значению. Высокая скорость нарастания входного тока НУРТ при имитации ступенчатого наброса

нагрузки обеспечивается полным открытием НРЭ. НРЭ остается в открытом состоянии до тех пор, пока входной ток ИП не увеличится до значения входного тока НУРТ. По мере того как входной ток ИП увеличивается, ток через НРЭ будет уменьшаться.

Для сброса тока $I_{ВИЭП}$ необходимо предварительно увеличить ток $I_{НРЭ}$ за счет уменьшения тока $I_{ИП}$. Для этого в момент времени t_1 увеличивается напряжение $U_{оп2}$, что приводит к уменьшению тока $I_{ИП}$ и к увеличению тока $I_{НРЭ}$. В момент времени t_2 уменьшаются напряжения $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$, что приводит к уменьшению токов $I_{НРЭ}$ и $I_{ВИЭП}$.

По структурной схеме (см. рис. 1) составим схему замещения силовой части системы ВИЭП–НУРТ (рис. 3). На схеме замещения испытываемый ВИЭП представлен в виде источника напряжения $E_{ВИЭП}$ с внутренним импедансом $Z_{ВИЭП}$, НРЭ и ИП – как источники тока $J_{НРЭ}$ и $J_{ИП}$ с внутренними адмитансами $Y_{НРЭ}$ и $Y_{ИП}$ соответственно.

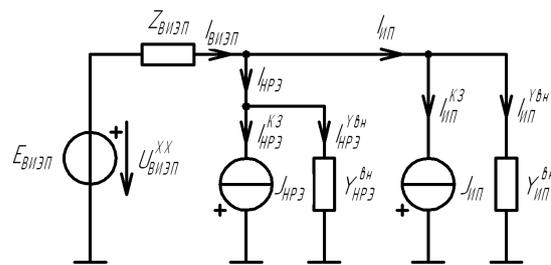


Рис. 3. Схема замещения для системы ВИЭП–НУРТ

Исходя из структурной схемы и схемы замещения, запишем уравнения в операторном виде, описывающие процессы в системе ВИЭП – НУРТ:

$$I_{ВИЭП}(s) = I_{НРЭ}(s) + I_{ИП}(s) = I_{НРЭ}^{K3}(s) + I_{НРЭ}^{Y_{ВН}}(s) + I_{ИП}^{K3}(s) + I_{ИП}^{Y_{ВН}}(s); \quad (1)$$

$$I_{НРЭ}^{K3}(s) = U_{УН1}(s)W_{НРЭ}^{K3}(s); \quad (2)$$

$$I_{ИП}^{K3}(s) = U_{УН2}(s)W_{ИП}^{K3}(s); \quad (3)$$

$$U_{ДТ1}(s) = I_{ВИЭП}(s)K_{ДТ1}; \quad (4)$$

$$U_{ДТ2}(s) = I_{НРЭ}(s)K_{ДТ2}; \quad (5)$$

$$U_{УС1}(s) = (U_{ОП1}(s) - U_{ДТ1}(s))W_{УС1}(s); \quad (6)$$

$$U_{УС2}(s) = (U_{ДТ2}(s) - U_{ОП2}(s))W_{УС2}(s); \quad (7)$$

$$I_{НРЭ}^{YBH}(s) = (U_{ВИЭП}^{XX}(s) - Z_{ВИЭП}(s)I_{ВИЭП}(s))Y_{НРЭ}(s); \quad (8)$$

$$I_{ИП}^{YBH}(s) = (U_{ВИЭП}^{XX}(s) - Z_{ВИЭП}(s)I_{ВИЭП}(s))Y_{ИП}(s), \quad (9)$$

где $I_{ВИЭП}$ – выходной ток испытываемого ВИЭП; $I_{НРЭ}$ – ток, протекающий через НРЭ; $I_{ИП}$ – входной ток ИП; $I_{НРЭ}^{K3}$ – ток короткого замыкания НРЭ; $I_{НРЭ}^{YBH}$ – ток, обусловленный внутренним адмитансом НРЭ; $I_{ИП}^{K3}$ – входной ток короткого замыкания ИП; $I_{ИП}^{YBH}$ – входной ток ИП, обусловленный внутренним адмитансом ИП; $U_{УС1}$ – выходное напряжение УС1; $U_{УС2}$ – выходное напряжение УС2; $W_{НРЭ}^{K3}(s)$ – передаточная функция (ПФ) НРЭ, связывающая $I_{НРЭ}^{K3}$ с сигналом управления $U_{УС1}$; $W_{ИП}^{K3}(s)$ – ПФ ИП, связывающая $I_{ИП}^{K3}$ с сигналом управления $U_{УС2}$; $U_{ОП1}$ – выходное напряжение ИОН1; $U_{ОП2}$ – выходное напряжение ИОН2; $U_{ДТ1}$ – выходное напряжение ДТ1; $U_{ДТ2}$ – выходное напряжение ДТ2; $W_{УС1}(s)$ – ПФ УС1; $W_{УС2}(s)$ – ПФ УС2; $U_{ВИЭП}^{XX}$ – выходное напряжение холостого хода ВИЭП.

По уравнениям (1)–(9) составлена функциональная схема системы ВИЭП–НУРТ (рис. 4).

Усилители-сумматоры описываются уравнениями аperiодических звеньев [2], а их ПФ имеют вид

$$W_{УС1}(s) = \frac{K_{УС1}}{K_{УС1}s + 1}, \quad (10)$$

$$W_{УС2}(s) = \frac{K_{УС2}}{K_{УС2}s + 1},$$

где $K_{УС1}$, $K_{УС2}$ – коэффициенты усиления УС1 и УС2, f_{oy1} , f_{oy2} – частота единичного усиления УС1 и УС2.

ПФ и внутренний адмитанс НРЭ и ИП были определены экспериментально на макетах с помощью непосредственного измерения амплитудной частотной (АЧХ) и фазовой частотной характеристик (ФЧХ) и последующей аппроксимации:

$$W_{ИП}^{K3}(s) = \frac{I_{ИП}^{K3}(s)}{U_{УС2}(s)} = \gamma \frac{K_{ШИМ}}{R_{ИП}} W_{вх.ф}(s) \frac{R_{ВЫХ}^{ИП} C_{ВЫХ.Ф} s + 1}{L_{ВЫХ.Ф} C_{ВЫХ.Ф} s^2 + \frac{L_{ВЫХ.Ф}}{R_{ИП}} s + 1}; \quad (11)$$

$$Y_{ИП}(s) = \frac{I_{ИП}^{YBH}(s)}{U_{ВИЭП}(s)} = \frac{\gamma^2}{R_{ВЫХ}^{ИП}} W_{вх.ф}(s) \frac{R_{ВЫХ}^{ИП} C_{ВЫХ.Ф} s + 1}{L_{ВЫХ.Ф} C_{ВЫХ.Ф} s^2 + \frac{L_{ВЫХ.Ф}}{R_{ИП}} s + 1}; \quad (12)$$

$$R_{ВЫХ}^{ИП} = \frac{U_{СВ}}{I_{ВЫХ}^{ИП}}; \quad (13)$$

$$K_{ШИМ} = \frac{U_{ВИЭП}}{U_{ПИЛ}}; \quad (14)$$

$$W_{вх.ф}(s) = \frac{1}{R_{П} C_{вх.ф} s + 1}; \quad (15)$$

$$W_{НРЭ}^{K3}(s) = \frac{I_{НРЭ}^{K3}(s)}{U_{УС1}(s)} = \frac{K_{НРЭ}}{T_{НРЭ}^2 s^2 + 2\xi_{НРЭ} T_{НРЭ} s + 1}; \quad (16)$$

$$Y_{НРЭ}(s) = \frac{I_{НРЭ}^{YBH}(s)}{U_{ВИЭП}(s)} = \frac{Y_{0\ НРЭ} (T_{УНРЭ1} s + 1)}{T_{УНРЭ2}^2 s^2 + 2\xi_{УНРЭ} T_{УНРЭ2} s + 1}; \quad (17)$$

$$Z_{ВИЭП}^{BH}(s) = Z_{0\ ВИЭП} (T_{ВИЭП} s + 1), \quad (18)$$

где γ – коэффициент заполнения ИП; $U_{ВИЭП}$ – выходное напряжение ВИЭП; $U_{СВ}$ – выходное напряжение СВ; $U_{ПИЛ}$ – размах выходного напряжения генератора пилообразного напряжения ШИМ-контроллера; $R_{П}$ – сопротивление проводов, $C_{вх.ф}$ – емкость конденсатора входного фильтра ИП; $I_{ВЫХ}^{ИП}$ – выходной ток ИП; $C_{ВЫХ.Ф}$ – емкость конденсатора выходного фильтра ИП; $L_{ВЫХ.Ф}$ – индуктивность дросселя выходного фильтра ИП; $K_{НРЭ}$ – коэффициент передачи НРЭ; $T_{НРЭ}$, $T_{УНРЭ1}$, $T_{УНРЭ2}$ – постоянные времени НРЭ; $\xi_{НРЭ}$, $\xi_{УНРЭ}$ – коэффициенты относительного демпфирования; $Y_{0\ НРЭ}$ – активная составляющая адмитанса НРЭ; $Z_{0\ ВИЭП}$ – активная составляющая импеданса ВИЭП; $T_{ВИЭП}$ – постоянная времени ВИЭП. Исследуем НСТ и ИСТ на устойчивость частотным методом. В соответствии с функциональной схемой, приведенной на рис.4, по формуле Мезона [3] составим ПФ разомкнутых контуров НСТ и ИСТ:

$$W_{НСТ\ РК}(s) = \frac{U_{ОП1}(s)}{U_{ДТ1}(s)} = \frac{W_{УС1}(s)W_{НРЭ}^{K3}(s)K_{ДТ1} + W_{УС1}(s)W_{НРЭ}^{K3}(s) \times K_{ДТ1}W_{УС2}(s)W_{ИП}^{K3}(s)K_{ДТ2}}{1 + Y_{НРЭ}(s)Z_{ВИЭП}(s) + Y_{ИП}(s)Z_{ВИЭП}(s) + Z_{ВИЭП}(s)Y_{НРЭ}(s)K_{ДТ2}W_{УС2}(s)W_{ИП}^{K3}(s)}; \quad (19)$$

$$W_{ИСТ\ РК}(s) = \frac{U_{ОП2}(s)}{U_{ДТ2}(s)} = \frac{W_{УС2}(s)W_{ИП}^{K3}(s)K_{ДТ2}Z_{ВИЭП}(s)Y_{НРЭ}(s) + W_{УС2}(s)W_{ИП}^{K3}(s)K_{ДТ2}W_{УС1}(s)W_{НРЭ}^{K3}(s)K_{ДТ1}}{1 + Y_{НРЭ}^{BH}(s)Z_{ВИЭП}(s) + Y_{ИП}(s)Z_{ВИЭП}(s) + W_{УС1}(s)W_{НРЭ}^{K3}(s)K_{ДТ1}}; \quad (20)$$

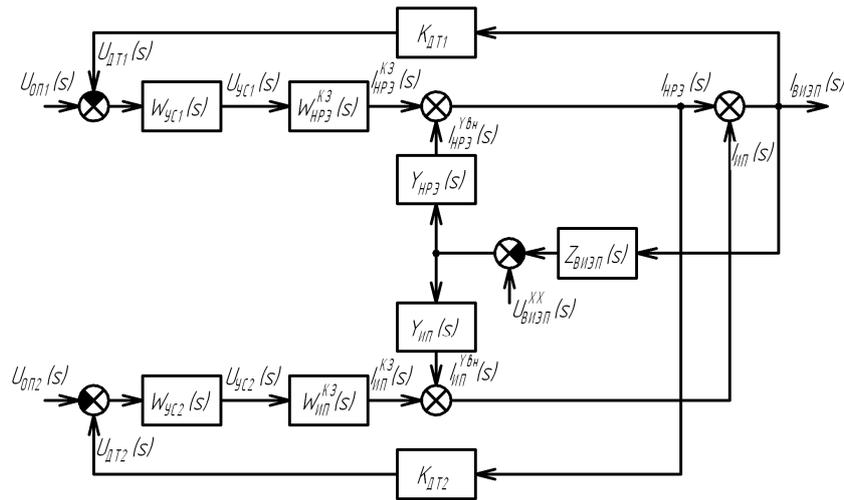


Рис. 4. Функциональная схема для системы ВИЭП–НУРТ

Статические коэффициенты передачи $K_{НСТ} = |W_{НСТ\text{ РК}}(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0}$ и $K_{ИСТ} = |W_{ИСТ\text{ РК}}(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0}$ разомкнутых контуров НСТ и ИСТ находят методами теории автоматического управления [3] исходя из требования заданной точности стабилизации тока ВИЭП и тока НРЭ соответственно:

$$\varepsilon_{НСТ}(t) = \frac{U_{0П1}}{1 + K_{НСТ}}, \quad (21)$$

$$\varepsilon_{ИСТ}(t) = \frac{U_{0П2}}{1 + K_{ИСТ}}, \quad (22)$$

где $\varepsilon_{НСТ}$ – величина ошибки стабилизации тока ВИЭП, $\varepsilon_{ИСТ}$ – величина ошибки стабилизации тока НРЭ.

$K_{УС1}$ и $K_{УС2}$ находят из решения системы уравнений:

$$\begin{cases} K_{НСТ} = |W_{НСТ\text{ РК}}(K_{УС1}, K_{УС2}, j\omega)|_{\omega \rightarrow 0}, \\ K_{ИСТ} = |W_{ИСТ\text{ РК}}(K_{УС1}, K_{УС2}, j\omega)|_{\omega \rightarrow 0}. \end{cases} \quad (23)$$

Числитель ПФ разомкнутого контура НСТ представляет собой сумму двух слагаемых $W_{ч1}(j\omega)$ и $W_{ч2}(j\omega)$:

$$W_{ч}(j\omega) = W_{ч1}(j\omega) + W_{ч2}(j\omega), \quad (24)$$

где

$$W_{ч1}(j\omega) = W_{УС1}(j\omega)W_{НРЭ}^{K3}(j\omega)K_{ДТ1}, \quad (25)$$

$$W_{ч2}(j\omega) = W_{УС1}(j\omega)W_{НРЭ}^{K3}(j\omega) \times K_{ДТ1}W_{УС2}(j\omega)W_{ИП}^{K3}(j\omega)K_{ДТ2}. \quad (26)$$

Если логарифмические АЧХ слагаемых числителя пересекаются, то на общей ЛАЧХ ПФ разомкнутого контура НСТ в точке пересечения возможен резонансный провал. Поскольку на частоте пересечения ω_n ЛАЧХ модули слагаемых числителя равны $|W_{ч1}(j\omega_n)| = |W_{ч2}(j\omega_n)| = K_i(\omega_n)$ – то глубина провала

определяется разностью фаз ПФ слагаемых числителя:

$$\begin{aligned} W_{ч}(j\omega_n) &= W_{ч1}(j\omega_n) + W_{ч2}(j\omega_n) = \\ &= |W_{ч1}(j\omega_n)| \cos \varphi_1 + j |W_{ч1}(j\omega_n)| \sin \varphi_1 + \\ &+ |W_{ч2}(j\omega_n)| \cos \varphi_2 + j |W_{ч2}(j\omega_n)| \sin \varphi_2 = \\ &= |K_i(\omega_n)| (\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2 + j(\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2)). \end{aligned} \quad (27)$$

Анализ выражения (27) показывает, что глубина провала будет минимальной, если выполняется условие

$$-2\pi/3 \pm 2\pi k \leq \varphi_1 - \varphi_2 \leq +2\pi/3 \pm 2\pi k, \quad (28)$$

где $k = \overline{0, n}$.

Выполнение этого условия достигается увеличением коэффициента усиления $K_{УС1}$ и уменьшением коэффициента усиления $K_{УС2}$, при этом не должен уменьшаться статический коэффициент $K_{НСТ}$ в контуре НСТ. Анализ числителя выражения (19) показывает, что частота пересечения ω_n в большей степени зависит от коэффициента $K_{УС2}$, чем от $K_{УС1}$, так как $W_{УС1}(s)$ входит в качестве множителя в оба слагаемых числителя (19). При уменьшении коэффициента $K_{УС2}$ частота пересечения ω_n будет сдвигаться в низкочастотную область, тем самым уменьшая разность фаз $\varphi_1 - \varphi_2$. Задача усложняется тем, что при подборе коэффициентов $K_{УС1}$ и $K_{УС2}$ усилителей-сумматоров изменяются их ФЧХ, что приводит к изменению ФЧХ ПФ разомкнутых контуров НСТ и ИСТ.

Желаемую частоту пересечения ω_n^* , по которой выполняется условие (28), можно определить по неравенству (29), а коэффициенты усиления $K_{УС1}$ и $K_{УС2}$, обеспечивающие пересечение ЛАЧХ слагаемых числителя ПФ $W_{НСТ\text{ РК}}(s)$ на данной желаемой частоте, можно найти из решения системы уравнений (30):

$$\begin{aligned} -2\pi/3 \pm 2\pi k \leq \arg(W_{ч1}(j\omega_n^*)) - \arg(W_{ч2}(j\omega_n^*)) \leq \\ \leq +2\pi/3 \pm 2\pi k; \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{cases} |W_{\text{ч1}}(K_{\text{YC1}}, j\omega_n^*)| = |W_{\text{ч2}}(K_{\text{YC1}}, K_{\text{YC2}}, j\omega_n^*)| \\ |W_{\text{НСТ РК}}(K_{\text{YC1}}, K_{\text{YC2}}, j\omega_n^*)|_{\omega \rightarrow 0} = K_{\text{НСТ}} \end{cases} \quad (30)$$

При уменьшении коэффициента K_{YC2} коэффициент передачи $K_{\text{ИСТ}}$ разомкнутого контура ИСТ должен обеспечивать приемлемую точность стабилизации тока через НРЭ.

Числитель ПФ разомкнутого контура ИСТ также представляет собой сумму двух слагаемых, однако, практически во всем диапазоне частот выполняется условие (31) и меньшим слагаемым можно пренебречь:

$$\begin{aligned} W_{\text{YC2}}(s)W_{\text{ИП}}^{\text{K3}}(s)K_{\text{ДТ2}}Z_{\text{ВИЭП}}(s)Y_{\text{НРЭ}}(s) \ll \\ \ll W_{\text{YC2}}(s)W_{\text{ИП}}^{\text{K3}}(s)K_{\text{ДТ2}}W_{\text{YC1}}(s)W_{\text{НРЭ}}^{\text{K3}}(s)K_{\text{ДТ1}} \end{aligned} \quad (31)$$

В результате ЛАЧХ ПФ разомкнутого контура ИСТ не будет иметь резонансного провала.

Приведены ЛАЧХ и ФЧХ числителя $W_{\text{ч}}(j\omega)$ и составляющих его слагаемых $W_{\text{ч1}}(j\omega)$ и $W_{\text{ч2}}(j\omega)$ согласно выражению (19) для разных коэффициентов K_{YC1} и K_{YC2} (рис. 5):

$$L_{\text{ч}}(\omega) = 20 \lg(|W_{\text{ч}}(j\omega)|); \quad (32)$$

$$\varphi_{\text{ч}}(\omega) = \arg(W_{\text{ч}}(j\omega)). \quad (33)$$

На частоте пересечения (рис. 5, а) наблюдается резонансный провал на ЛАЧХ и скачок на ФЧХ, так как условие (28) не выполняется. В этом случае для обеспечения устойчивости контура НСТ необходимо существенно уменьшить частоту среза и, следовательно, быстродействие НСТ. Выполнение условия (28) уменьшает глубину провала на ЛАЧХ и величину скачка на ФЧХ (рис. 5, б), что позволяет обеспечить

устойчивость НСТ при большей частоте среза и более высокое быстродействие. Для этого случая выполним динамический синтез ИСТ и НСТ, воспользовавшись методом В. В. Солодовникова [3].

Распространенными требованиями при испытаниях систем электропитания являются: обеспечение максимальной скорости нарастания тока $dI_{\text{ВИЭП}}/dt \geq a$, [А/с]; максимального тока $I_{\text{ВИЭП}}^{\text{max}}$, [А]; обеспечение переходных отклонений по току $\Delta I_{\text{ВИЭП}}$, [А]. Для примера предъявим к системе следующие требования: скорость нарастания тока $I_{\text{ВИЭП}a} = 2,5$ А/мкс; максимальный ток $I_{\text{ВИЭП}}^{\text{max}} = 25$ А; переходные отклонения по току $\Delta I_{\text{ВИЭП}} = \pm 5$ А. Исходя из данных требований, для НСТ можно определить необходимое время регулирования $T_{\text{р НСТ}} = 10$ мкс и перерегулирование $\sigma_{\text{НСТ}} \leq 10\%$.

По методу В.В. Солодовникова [3] найдены желаемая частота среза НСТ $f_{\text{жНСТ}} = 125$ кГц, запас по фазе $\gamma_{\text{НСТ}} = 50^\circ$ и граничные значения ординат среднечастотного участка ЛАЧХ $L_{\text{м НСТ}} = \pm 17$ дБ.

Требования к динамическим свойствам ИСТ можно выбрать исходя из следующих соображений. ИСТ должен ограничить ток НРЭ до того, как температура кристаллов транзисторов НРЭ достигнет максимально допустимой. Например, для НРЭ, состоящего из восьми полевых транзисторов IRF740N и при максимальном токе $I_{\text{НРЭ}} = 25$ А, время регулирования ИСТ должно составлять $T_{\text{р ИСТ}} \leq 5$ мс. Перерегулирование $\sigma_{\text{ИСТ}}$ не должно быть большим, так как оно может приводить к перегрузке НРЭ. Для перерегулирования $\sigma_{\text{ИСТ}} = 20\%$ вычислены желаемая частота среза для ИСТ $f_{\text{жИСТ}} = 250$ Гц, запас по фазе $\gamma_{\text{ИСТ}} = 50^\circ$ и граничные значения ординат среднечастотного участка ЛАЧХ $L_{\text{м ИСТ}} = \pm 17$ дБ.

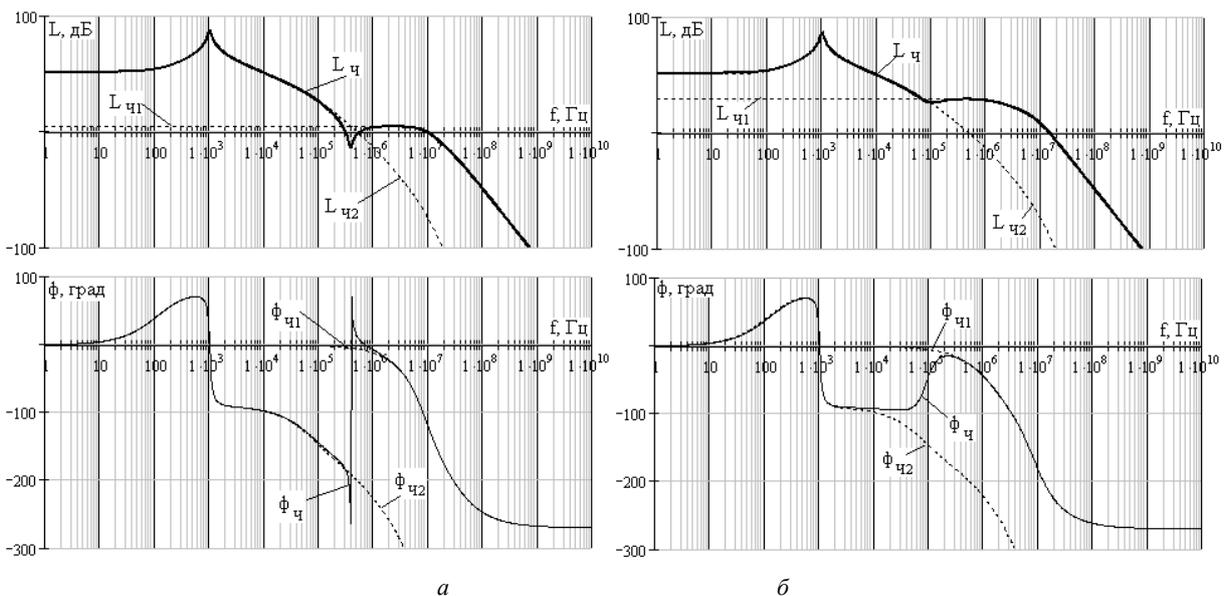


Рис. 5. ЛАЧХ и ФЧХ числителя и слагаемых числителя ПФ разомкнутого контура НСТ: а – при $K_{\text{НСТ}} = 400$, $K_{\text{YC1}} = 2,2$, $K_{\text{YC2}} = 50$; б – при $K_{\text{НСТ}} = 400$, $K_{\text{YC1}} = 41$, $K_{\text{YC2}} = 2,5$

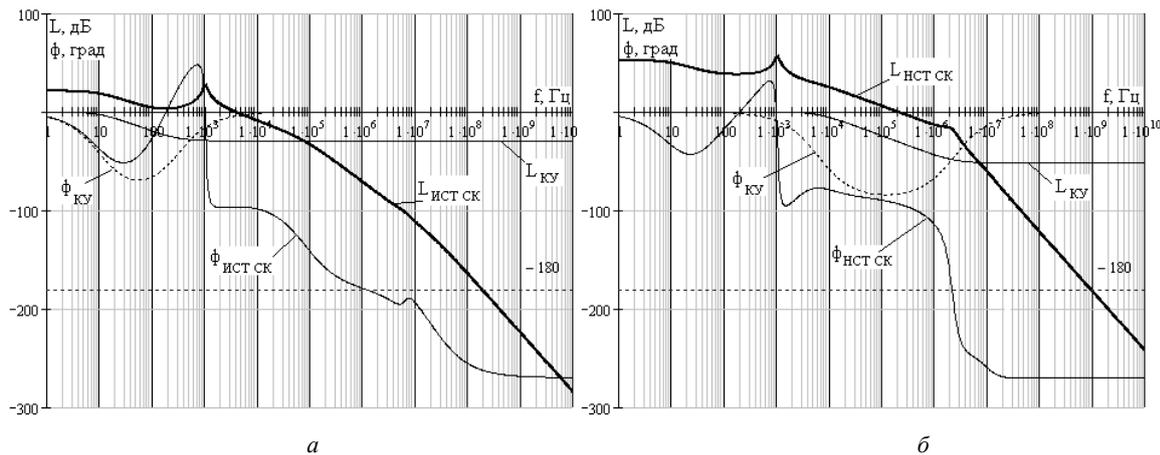


Рис. 6. ЛАЧХ и ФЧХ ПФ скорректированных разомкнутых контуров ИСТ (а) и НСТ (б) и корректирующих устройств (КУ)

Поскольку нескорректированные ИСТ и НСТ не обладают требуемыми запасами устойчивости, то необходима коррекция частотных характеристик. Анализ показал, что обеспечение устойчивости и требуемого качества регулирования относительно просто достигается применением последовательных корректирующих устройств интегро-дифференцирующего типа (рис. 6).

На основании изложенного авторами предложена следующая методика динамического синтеза нагрузочных устройств рекуперационного типа:

1. Исходя из заданной ошибки стабилизации тока ВИЭП выбирают коэффициент $K_{НСТ}$ разомкнутого контура НСТ согласно выражению (21).

2. Исходя из заданной ошибки стабилизации тока, протекающего через НРЭ, выбирают коэффициент $K_{ИСТ}$ разомкнутого контура ИСТ согласно выражению (22).

3. Строят ЛАЧХ и ФЧХ слагаемых числителя ПФ разомкнутого контура НСТ на основе выражений (32), (33) и определяют разность фаз $\varphi_1 - \varphi_2$ на частоте пересечения ω_n .

4. Если разность фаз $\varphi_1 - \varphi_2$ не удовлетворяет условию (28), то с помощью выражения (29) определяют желаемую частоту пересечения ω_n^* ЛАЧХ слагаемых числителя ПФ разомкнутого контура НСТ.

5. С помощью выражения (30) находят коэффициенты $K_{УС1}$, $K_{УС2}$ усилителей-сумматоров, обеспечивающих пересечение ЛАЧХ слагаемых числителя ПФ разомкнутого контура НСТ на желаемой частоте ω_n^* .

При этом уменьшается статический коэффициент передачи $K_{ИСТ}$ разомкнутого контура ИСТ. Если требование обеспечения заданной точности стабилизации тока НРЭ критично, то можно увеличить границы интервала, указанного в выражении (28), в который должна попадать разность фаз $\varphi_1 - \varphi_2$, на 20 %. На практике это не оказывает существенного влияния на вид ЛАЧХ и ФЧХ ПФ разомкнутого контура НСТ.

6. Исходя из технических требований, предъявляемых к испытательному комплексу, задают требования к динамическим характеристикам НСТ и ИСТ.

Методами теории автоматического управления проводят расчет корректирующих устройств, обеспечивающих заданные показатели качества переходного процесса.

В скорректированном контуре ИСТ частота среза $f_{ИСТ} = 37$ кГц, запас по фазе $\gamma_{ИСТ} = 83^\circ$. В скорректированном контуре НСТ частота среза $f_{НСТ} = 190$ кГц, запас по фазе $\gamma_{НСТ} = 87^\circ$. Переходные процессы в НУРТ (рис. 7) при набросе и сбросе тока $I_{ВИЭП}$, полученные в результате моделирования в пакете Micro-CAP, удовлетворяют предъявляемым требованиям.

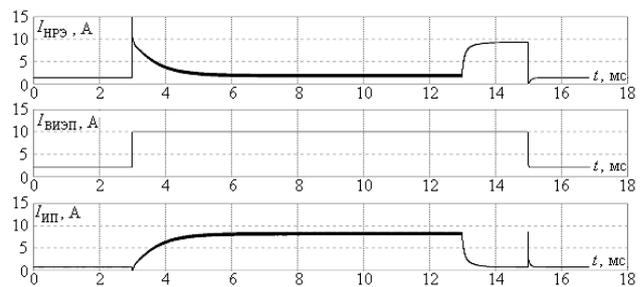


Рис. 7. Переходные процессы в системе ВИЭП–НУРТ

Разработанная методика динамического синтеза нагрузочных устройств рекуперационного типа позволяет проектировать НУРТ с требуемыми динамическими характеристиками и качеством переходных процессов.

Библиографические ссылки

1. Мизрах Е. А., Лобанов Д. К. Энергосберегающее нагрузочное устройство для испытаний систем электропитания постоянного тока // Вестник СибГАУ. 2010. Вып. 6 (32). С. 56.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника : пер. с нем. М. : Мир, 1982.
3. Попов Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. М. : Наука, 1989.

E. A. Mizrakh, D. K. Lobanov

DYNAMIC SYNTHESIS OF DC LOAD WITH ENERGY RECUPERATION INTO POWER NETWORK OF SPACECRAFT POWER SUPPLY SYSTEM TEST COMPLEX

The method of dynamic synthesis of DC load with energy recuperation into power network of spacecraft power supply system test complex has been developed.

Keywords: energy-efficiency, DC load, recuperation.

© Мизрах Е. А., Лобанов Д. К., 2011

УДК 621.396.962.23

В. А. Фельк, Ю. С. Воронцов, А. Н. Фомин, А. И. Ступников

ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА

Предложена методика высокоточного измерения дальности с использованием модифицированного эффекта Доплера.

Ключевые слова: эффект Доплера, фазовая автоподстройка частоты.

Измерение абсолютного значения дальности можно реализовать путем осуществления приращения частоты излученного радиосигнала при условии, что фаза принятого сигнала от переотражающей антенны в точке излучения исходного радиосигнала будет стационарна. Это условие можно выполнить за счет изменения частоты исходного радиосигнала таким образом, чтобы разность фаз принимаемого сигнала от переотражающей антенны и исходного радиосигнала была равна нулю. Данный принцип измерения можно реализовать, используя генератор исходного радиосигнала, которым будет управлять устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) по сигналу рас- согласования, принимаемого от переотражающей антенны [1]. Особенность метода заключается в том, что можно измерять абсолютную дальность с точностью менее длины волны.

Теоретическое обоснование метода. Измеряемое расстояние D определяется по соотношению:

$$D = \frac{c}{2f} \frac{\psi}{360^\circ} = \frac{\lambda}{2}(n + \varphi), \quad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны; f – частота генератора управляемого напряжением (ГУН); ψ – полная фазовая задержка; λ – длина волны; n – целая часть фазовой задержки сигнала.

Здесь введено обозначение $\varphi = \frac{\psi - 360^\circ n}{360^\circ}$,

$$n = \frac{\psi}{360^\circ}.$$

Работа ФАПЧ при использовании интегрального закона регулирования обеспечивает значение $\varphi = 0$ за счет изменения частоты ГУН f , поэтому получаем:

$$D + d = \frac{c}{2(f + \Delta f)} n, \quad (2)$$

где d – приращение дальности.

Из соотношений (1) и (2) получаем выражение для приращения дальности d :

$$d = \frac{cn}{2(f + \Delta f)} - \frac{cn}{2f} = \frac{cnf - cnf - cn\Delta f}{2(f + \Delta f)f} \approx -\frac{cn\Delta f}{2f^2}. \quad (3)$$

Последнее выражение представим в обобщенном виде:

$$\frac{d}{D} = -\frac{\Delta f}{f}. \quad (4)$$

Описание экспериментальной установки.

Современные цифровые синтезаторы частоты гигагерцового диапазона обеспечивают шаг перестройки частоты 100 Гц и менее, что позволяет использовать их в предложенном методе [2]. В лабораторных условиях макет локатора приведен в масштабе расстояний 1 : 200, что позволяет осуществить работы в пределах помещения лаборатории на малых мощностях излучения с использованием приборов общего назначения: осциллографа С1–91 и анализатора спектра СК4–59. Значения приращения частоты на 1 мм перемещения антенны ретранслятора согласно выражению (4) составит 600 кГц, что с достаточной точностью измеряется анализатором спектра СК4–59. Осциллографом С1–91 регистрируется огибающая принимаемого сигнала с выхода синхронного детектора.

На выходе генератора имеем сигнал частотой 2,85 ГГц с диапазоном перестройки 15 МГц и мощностью 5 мВт. Нагрузкой генератора является микрополосковый полуволновой вибратор, расположенный в фокусе параболического отражателя диаметром 1 м, что обеспечивает коэффициент антенны равный 30 дБ.