

Исследование замкнутой системы стабилизации выходного напряжения

в источниках вторичного электропитания на резонансных инверторах

В статье рассматриваются основные структуры замкнутой системы стабилизации выходного напряжения источников вторичного электропитания на основе резонансных инверторов и исследование устойчивости при изменении параметров системы.

Норик Петросян

npetrosyan@seua.am

Вильям Мовсян

Введение

Одним из актуальных направлений современной преобразовательной электроники является создание эффективных источников вторичного электропитания (ИВЭП), предназначенных для питания различных радиоэлектронных устройств. Такие источники составляют значительную долю объема радиоэлектронных устройств. Их совершенствование, повышение технико-экономических показателей постоянно находятся в центре внимания разработчиков.

В настоящее время наблюдается широкий интерес к ИВЭП на основе высокочастотных резонансных инверторов, способных обеспечить улучшенные технико-экономические характеристики по сравнению с ИВЭП на основе инверторов напряжения. Так, резонансные ИВЭП способны работать на повышенных частотах, что позволяет существенно уменьшить реактивные компоненты силовой схемы (трансформатор, дроссели и конденсаторы сглаживающих фильтров). Благодаря уменьшению коммутационных потерь в силовых ключах инвертора значительно повышается КПД ИВЭП. Кроме того, существенно уменьшается уровень электромагнитных помех, излучаемых ИВЭП [1–6].

Создание и широкое освоение в производстве резонансных ИВЭП связано с решением круга исследовательских задач, начиная от выбора экономичных структур и схем построения ИВЭП и кончая оптимизацией параметров, характеристик и др.

В работах [1, 4, 5] приведены результаты исследования резонансного ИВЭП на основе транзисторного резонансного инвертора, содержащего последовательно-параллельный резонансный контур четвертого порядка, с подключением нагрузки к параллельной части контура. Однако в этих работах недостаточно полно исследованы вопросы, связанные с исследованием ИВЭП на резонансных инверторах как замкнутой системы автоматического регулирования.

В статье рассматриваются вопросы, связанные с исследованием замкнутой системы стабилизации выходного напряжения ИВЭП на резонансных инверторах.

Структурная схема замкнутой системы стабилизации выходного напряжения ИВЭП

Обычно целью исследования замкнутой системы является анализ влияния параметров системы на точность стабилизации, на устойчивость системы и на качество переходных процессов. Результаты исследования позволяют выбирать параметры замкнутого контура стабилизации из условий обеспечения заданной точности и качества переходных процессов.

Объектом регулирования служит ИВЭП, содержащий входной выпрямитель, резонансный инвертор, выходной выпрямитель, сглаживающий фильтр с нагрузкой. Управляющим параметром служит частота переключения силовых транзисторных ключей инвертора. Блок-схема ИВЭП показана

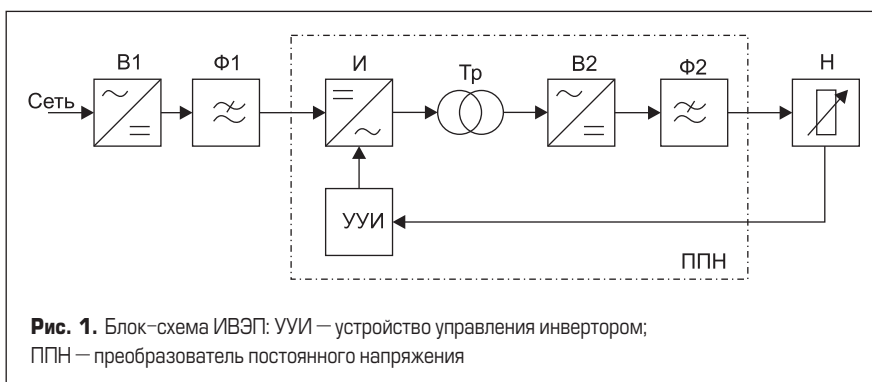


Рис. 1. Блок-схема ИВЭП: УУИ — устройство управления инвертором; ППН — преобразователь постоянного напряжения

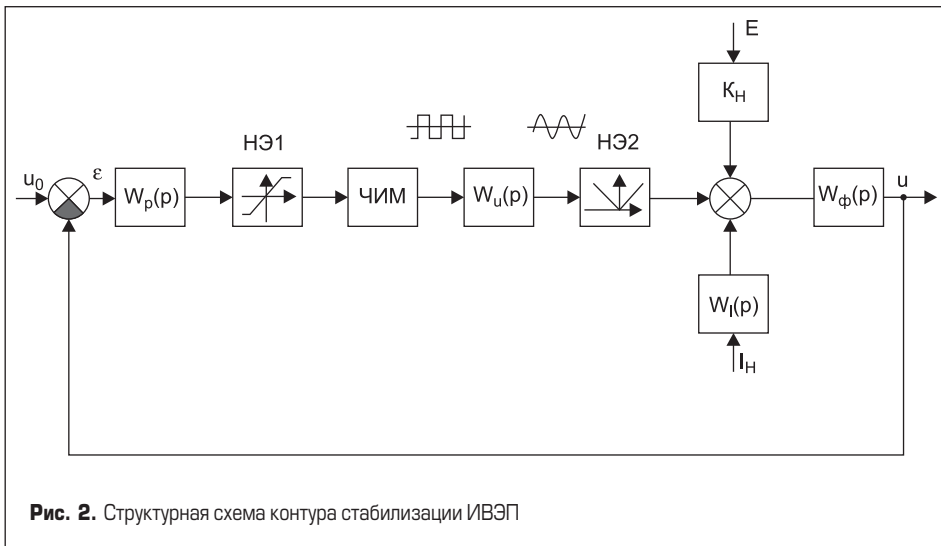


Рис. 2. Структурная схема контура стабилизации ИВЭП

на рис. 1. Структурная схема контура стабилизации выходного напряжения ИВЭП представлена на рис. 2.

Постоянное выходное напряжение ИВЭП сравнивается с уставкой u_0 , рассогласование ϵ усиливается регулятором с передаточной функцией $W_p(p)$ и подается на частотно-импульсный модулятор (ЧИМ), построенный по схеме преобразователя напряжение–частота (ПНЧ). Частота повторения прямоугольных импульсов на выходе ПНЧ определяется следующим образом:

$$f = f_0 + k u_p, \quad (1)$$

где: f_0 – номинальная частота, которая соответствует случаю, когда выходное напряжение ИВЭП равно номинальному значению $u = u_{ном}$ и $u_p = 0$; u_p – выходное напряжение ПНЧ; k – коэффициент передачи ПНЧ; f – текущая частота.

Длительность импульсов прямоугольного напряжения инвертора равняется полупериоду:

$$t_u = T/2 = 1/2f, \quad (2)$$

где T , t_u – период и длительность импульсов соответственно. Следовательно, в ПНЧ происходит комбинированная модуляция: ЧИМ–ШИМ. В инверторе под воздействием прямоугольных управляющих импульсов от ПНЧ формируется знакопеременное прямоугольное напряжение, которое, проходя через резонансный контур инвертора, преобразуется в переменное напряжение, по форме близкое к синусоидальному. Передаточная функция контура $W_u(p)$ зависит от его вида. Например, для контура четвертого порядка она выглядит следующим образом (3), где p – оператор преобразования Лапласа, R_3 – эквивалентная нагрузка инвертора. Входной выпрямитель представлен на структурной схеме с помощью безынерционного нелинейного элемента НЭ2, который описывается нелинейной функцией $u_B = |u_u|$.

$$W_u(p) = \frac{L_2 C_1 p^2}{L_1 C_1 L_2 C_2 p^4 + L_1 C_1 L_2 P_3 / R_3 p^3 + (L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_2 C_1) p^2 + (L^2 / R_3) p + 1} \quad (3)$$

Сглаживающий фильтр представлен передаточной функцией $W_\phi(p)$. В случае Г-образного фильтра (рис. 3) она имеет вид:

$$W_\phi(p) = k_\phi / (\tau_\phi p^2 + T_\phi p + 1), \quad (4)$$

где: $k_\phi = R / (R + r)$ – коэффициент передачи фильтра по постоянному напряжению; R – сопротивление нагрузки; r – суммарное эквивалентное активное сопротивление выходного выпрямителя и дросселя; $\tau_\phi = \sqrt{L_\phi C_\phi} (1 + r/R)$; $T_\phi = (L_\phi / R + r C_\phi) / (1 + r/R)$ – постоянные времени фильтра.

Регулятор вырабатывает сигнал рассогласования ϵ , осуществляет его преобразование согласно передаточной функции $W_p(p)$ и ограничивает выходной сигнал с двух сторон посредством нелинейного элемента НЭ1. Такое ограничение входного сигнала ЧИМ обеспечивает работу инвертора внутри выбранного диапазона частот.

Выбор вида и параметров передаточной характеристики регулятора должен осуществляться из условий обеспечения заданной точности стабилизации, устойчивости и качества переходных процессов.

Помимо перечисленных требований необходимо учитывать и следующее обстоятельство: входное напряжение ИВЭП содержит высокочастотные пульсации, которые, в случае их попадания в ПНЧ, вызывают качания фронтов импульсов, управляющих силовыми ключами. Это приводит к потере работоспособности инвертора. Поэтому регулятор должен хорошо сглаживать высокочастотные пульсации, т. е. должен обладать свойством фильтра нижних частот.

В простейшем случае передаточная функция регулятора может иметь следующий вид:

$$W_p(p) = k_p / (T_p p + 1), \quad (5)$$

где k_p , T_p – коэффициент усиления и постоянная времени регулятора соответственно.

На систему стабилизации действуют два типа возмущений: изменение сетевого напряжения ΔE , что эквивалентно изменению вы-

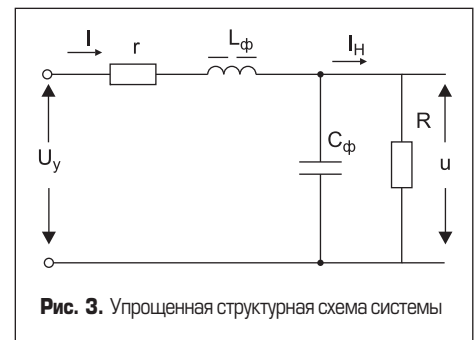


Рис. 3. Упрощенная структурная схема системы

прявленного напряжения E , и изменение тока нагрузки I_H , ΔI (что представляет абсолютное изменение тока нагрузки). Для дальнейшего анализа эти возмущения удобно пересчитать к напряжениям, действующим на входе сглаживающего фильтра. На структурной схеме (рис. 2) k_u – коэффициент передачи изменения сетевого напряжения к выходу низковольтного выпрямителя, $W_i(p)$ – передаточная функция цепи передачи изменения тока нагрузки к выходу выпрямителя:

$$W_i(p) = \frac{\Delta u_i(p)}{\Delta I(p)} = r \left(\frac{L_\phi}{r} p + 1 \right), \quad (6)$$

где Δu_i – изменение напряжения на выходе фильтра, ΔI – эквивалентное изменение тока нагрузки.

Исследование замкнутой системы стабилизации выходного напряжения ИВЭП непосредственно по структурной схеме, представленной на рис. 2, является сложной задачей: система имеет седьмой порядок, включает модулятор ЧИМ–ШИМ и две существенные нелинейности. Поэтому представляется целесообразным сделать некоторые упрощения без существенного ущерба для точности получаемых результатов. Во-первых, можно пренебречь постоянным временем резонансного контура по сравнению с постоянным временем сглаживающего фильтра и регулятора. Во-вторых, инвертор и выходной выпрямитель можно представить в виде безынерционного звена, входным сигналом которого служит частота переключения ключей инвертора, а выходным сигналом – среднее значение выпрямленного напряжения.

В силу сделанных упрощений структурная схема системы стабилизации преобразуется к виду, приведенному на рис. 4. Коэффициент передачи k_u звена резонансный контур–выходной выпрямитель определяется крутизной амплитудно-частотной характеристики резонансного контура в рабочем диапазоне частоты.

Очевидно, что упрощенная структурная схема учитывает только медленное движение в системе, т. е. изменения постоянных составляющих. В результате система, представленная на рис. 4, является непрерывной и имеет одну существенную нелинейность. Исследование этой системы не вызывает больших затруднений.

Поскольку параметры инвертора и сглаживающего фильтра выбираются из условий обеспечения работоспособности ИВЭП

и допустимых уровней пульсаций выходного напряжения, для обеспечения заданной точности стабилизации, устойчивости и качества переходных процессов необходимо соответствующим образом выбирать параметры регулятора.

Обычно значение коэффициента усиления регулятора выбирается из условия обеспечения заданной точности регулирования, а постоянные времени — из условия устойчивости и качества переходных процессов.

Для исследования точности стабилизации можно рассматривать только малые отклонения сигналов. В этом случае допускается, что сигнал на выходе регулятора не достигает уровней ограничения, поэтому можно исследовать линейную систему.

Преобразование Лапласа суммарной ошибки стабилизации имеет вид:

$$\varepsilon(p) = \frac{u_0}{1+W(p)} + \frac{k_H}{1+W(p)} \Delta E(p) - \frac{Lp+r}{1+W(p)} \Delta I(p), \quad (7)$$

где $W(p)$ — передаточная функция разомкнутой системы:

$$W(p) = \frac{k_p k_u k_\phi}{(T_p p + 1)(\tau_\phi^2 p^2 + T_\phi p + 1)}. \quad (8)$$

Следует учитывать, что коэффициент передачи инвертора и параметры передаточной функции сглаживающего фильтра $W_\phi(p)$ зависят от значения сопротивления нагрузки. Коэффициенты передачи k_u и k_ϕ имеют максимальное значение при максимальной нагрузке. Следовательно, коэффициент усиления регулятора k_p должен быть выбран из условия:

$$\delta = \frac{\varepsilon}{u_0} = |\delta_0| + |\delta_E| + |\delta_I| = \frac{1}{1+k_p k_u k_\phi} \times \left(1 + k_u \frac{|\Delta E|_{\max}}{u_0} + \frac{r|\Delta I|_{\max}}{u_0} \right) < \delta_3, \quad (9)$$

где: ε — установившееся значение ошибки $\varepsilon = \lim_{p \rightarrow 0} \varepsilon(p)$; δ , δ_0 , δ_E , δ_I — относительные погрешности регулирования (общая, относительно уставки, от изменения сетевого напряжения, от изменения тока нагрузки соответственно); δ_3 — заданное допустимое значение относительной ошибки. Надо отметить, что погрешность δ_0 можно полностью скомпенсировать, выбирая уставку согласно выражению:

$$u_0' = u_0 \frac{1+k_p k_u k_\phi}{k_p k_u k_\phi}. \quad (10)$$

Для макета ИВЭП 250 Вт 60 кГц имеют следующие параметры: $L_\phi = 5$ мкГн;

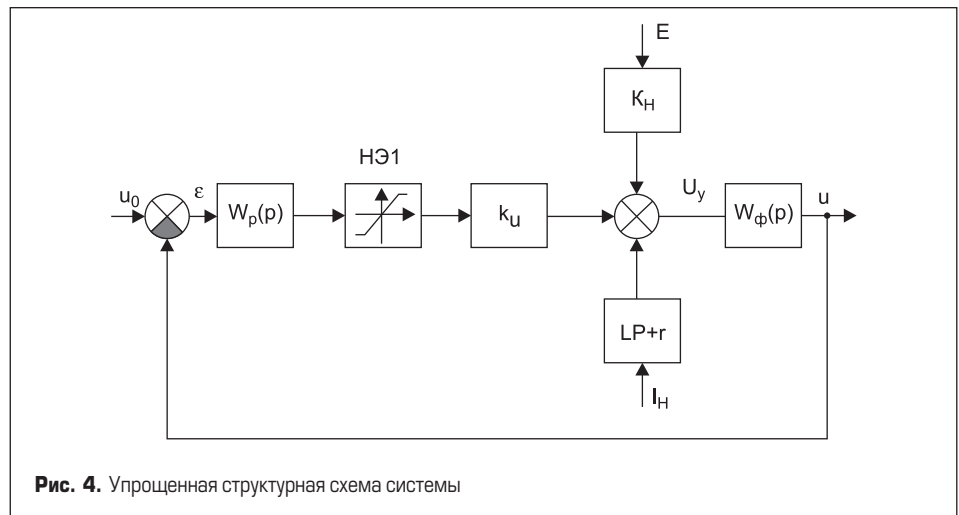


Рис. 4. Упрощенная структурная схема системы

$C_\phi = 2000$ мкФ. С учетом экспериментальных данных было установлено, что потери в выходном выпрямителе и дросселе составляют примерно 20% от мощности на нагрузке. Соответственно, значение сопротивления r можно оценить относительно сопротивления нагрузки: $r = 0,2R = 0,02$ Ом. Параметры передаточной функции фильтра вычисляются следующим образом [4]:

$$r = \sqrt{L_\phi C_\phi / (1+r/R)} = 288 \text{ мкс};$$

$$T_\phi = (L_\phi / R + r C_\phi) / (1+r/R) = 450 \text{ мкс};$$

$$k_\phi = R / (R+r) = 0,8.$$

При полном изменении сигнала на выходе регулятора между уровнями ограничения ± 10 В среднее значение напряжения на выходе инвертора при неполной нагрузке изменяется на 4 В [4, 5]. Следовательно, коэффициент передачи $k_u = 0,2$.

Коэффициент передачи изменения сетевого напряжения на выходе инвертора k_H можно определить по номинальным значениям сетевого напряжения инвертора:

$$k_H = \frac{U_{ном}}{E_{ном}} = \frac{U_{ном} / k_\phi}{E_{ном}} = \frac{5 / 0,8}{220} \approx 0,03.$$

По техническому заданию $|\Delta E|_{\max} = 0,15 E_{ном}$, $|\Delta I|_{\max} = 0,9 I_{ном}$, $I_{ном} = 50$ А, $\delta_3 = 0,01$. Подставляя вычисленные значения параметров в (9), можно определить требуемое значение коэффициента усиления регулятора k_p (без учета δ_0): $k_p \geq 244$.

Исследование устойчивости стабилизированного ИВЭП

Представляется целесообразным исследовать устойчивость системы по структурной схеме, представленной на рис. 4. Устойчивость такой системы можно исследовать прямым методом Ляпунова [7]. Его применение дает только достаточные условия устойчивости, что зачастую сужает ее область. Наиболее эффективным критерием исследования устойчивости этой системы является частотный критерий Попова [7].

Удобно представить результаты исследования в виде области устойчивости в пространстве изменения параметров системы. Проведение таких исследований в полной

мере непосредственно критерием Попова требует большого объема вычислений. Поэтому предлагается следующая методика: сначала определяется область устойчивости для линейной системы, то есть без учета ограничения сигнала на выходе регулятора, потом проверяется устойчивость нелинейной системы.

Передаточная функция замкнутой линейной системы имеет следующий вид:

$$W_3(p) = \frac{W(p)}{1+W(p)} = \frac{k}{(T_p p + 1)(\tau_\phi^2 p^2 + T_\phi p + 1) + k}, \quad (11)$$

где $k = k_p k_u k_\phi$ — общий коэффициент усиления разомкнутой системы.

Характеристическое уравнение системы определяется из (11):

$$\tau_\phi^2 T_p p^3 + (\tau_\phi^2 + T_\phi T_p) p^2 + (T_p + T_\phi) p + 1 + k = 0. \quad (12)$$

Условие устойчивости системы, определенное из (12) по критерию Гурвица [2], имеет вид:

$$(\tau_\phi^2 + T_\phi T_p)(T_p + T_\phi) - (1+k)\tau_\phi^2 T_p \geq 0. \quad (13)$$

Из полученного условия можно определить значения T_p в области устойчивости:

$$\begin{cases} T_p \leq T_1 = \frac{k\tau_\phi - T_\phi}{2T_\phi} - \sqrt{\left(\frac{k\tau_\phi - T_\phi}{2T_\phi}\right)^2 - \tau_\phi^2}; \\ T_p \geq T_2 = \frac{k\tau_\phi - T_\phi}{2T_\phi} + \sqrt{\left(\frac{k\tau_\phi - T_\phi}{2T_\phi}\right)^2 - \tau_\phi^2} \end{cases}. \quad (14)$$

Для макета ИВЭП 250 Вт 60 кГц с помощью (13) и (14) определена область устойчивости на плоскости параметров регулятора. Подставляя значение τ_ϕ^2 , T_ϕ , k_u и k_ϕ в (13) и варьируя k_p , вычисляются значения T_p на границе устойчивости. На рис. 5 представлены области устойчивости для разных значений емкости сглаживающего фильтра. Кривые 1 и 2 соответствуют условиям (14). Следует отметить, что область устойчивости ниже кривой 1 непригодна для системы ста-

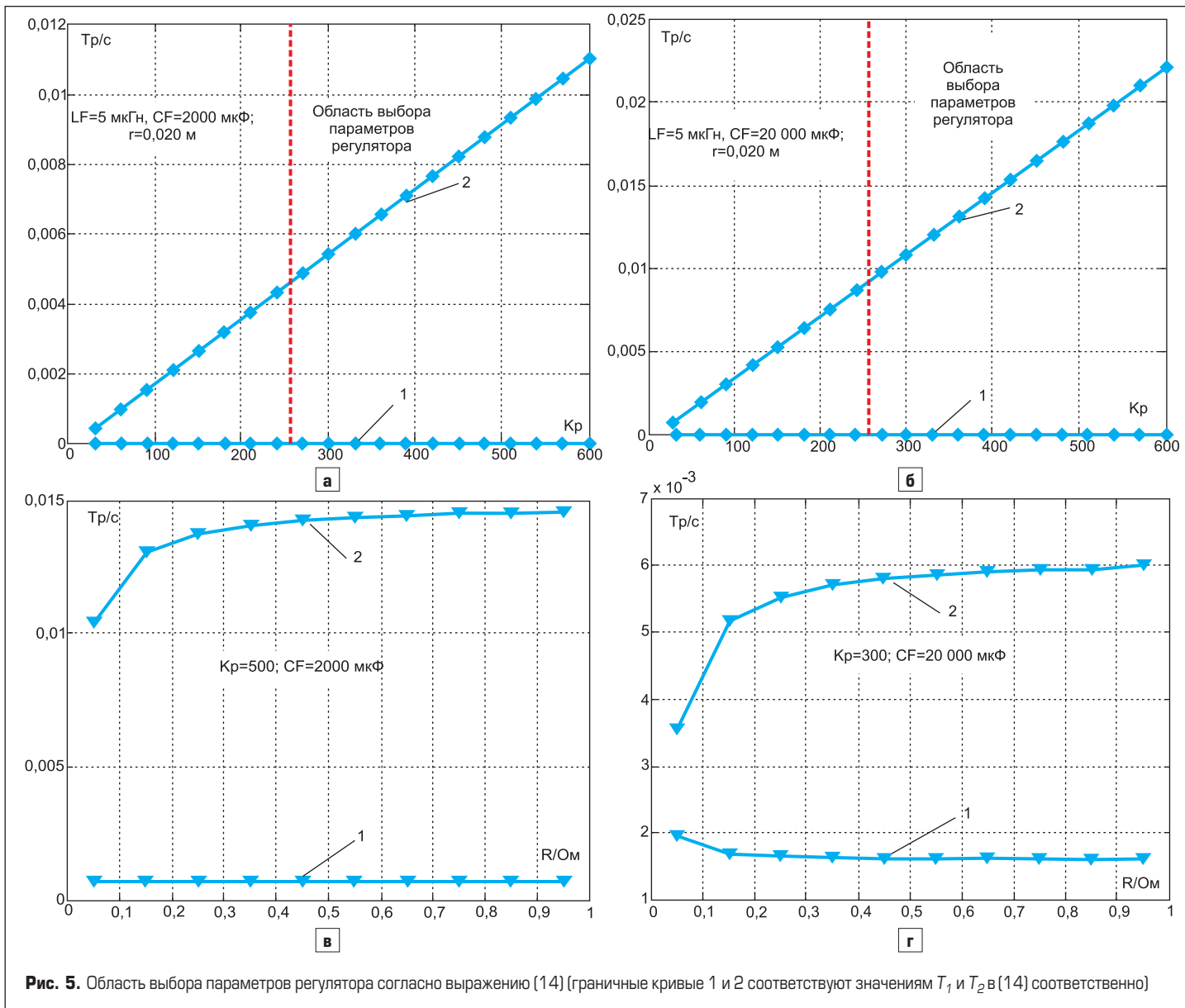


Рис. 5. Область выбора параметров регулятора согласно выражению [14] (границные кривые 1 и 2 соответствуют значениям T_1 и T_2 в [14] соответственно)

билизации напряжения ИВЭП, поскольку при малых значениях T_p (порядка 10^{-6} с) регулятор не обеспечивает достаточного сглаживания пульсаций выходного напряжения. Поэтому рабочей можно считать область устойчивости выше кривой 2.

Из условия обеспечения заданной точности регулирования было установлено, что $k_p \geq 244$.

Выше было отмечено, что изменение нагрузки вызывает соответствующее изменение параметров передаточной функции фильтра и коэффициента передачи инвертора k_u . Поэтому представляет практическую ценность построение области устойчивости системы при изменениях нагрузки. Эта область строится по выражениям (14) с учетом зависимостей $k_u, k_\phi, \tau_\phi, T_\phi$ от R . На рис. 6в, г представлены области устойчивости при $C_\phi = 0,02 \text{ Ф}$ для двух значений коэффициента усиления регулятора: $k_p = 300$ (рис. 5в) и $k_p = 500$ (рис. 5г).

Очевидно, что для устойчивой работы системы при изменениях сопротивления нагрузки в пределах 0,1–1 Ом ($I = 0,1 I_H - I_H$) достаточно выбрать $T_p > 0,006$ с для $k_p = 300$ и $T_p > 0,16$ с при $k_p = 500$ [4].

Для построения области устойчивости исходной нелинейной системы достаточно проверить условие устойчивости только для линейной системы. В случае нелинейности такое ограничение устойчивости легко проверить по критерию Попова. Согласно этому критерию, система устойчива, если можно подобрать такое значение h , что для всех частот $0 \leq \omega < \infty$ [7]:

$$\text{Re}(1 + j\omega h)W(j\omega) + 1/k_{OГ} > 0, \quad (15)$$

где $W(j\omega)$ — комплексный коэффициент усиления линейной части системы; $k_{OГ}$ — крутизна линейного участка характеристики ограничителя (в рассматриваемом случае $k_{OГ} = 1$).

$$W(j\omega) = \frac{k}{(1 + j\omega T_p)(-\omega^2 \tau_\phi^2 + j\omega T_\phi + 1)} \quad (16)$$

Условие (15) можно представить в более удобной форме:

$$U^*(\omega) - hV^*(\omega) + 1 > 1, \quad (17)$$

где

$$U^*(\omega) = \text{Re} W(j\omega), \quad (18)$$

$$V^*(\omega) = \omega T_0 \text{Im} W(j\omega) \quad (19)$$

(здесь T_0 — нормирующая постоянная времени, равная 1).

Условие (17) означает, что система устойчива, если через точку $(-1, j0)$ (рис. 6) можно провести прямую так, чтобы видоизмененная амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) целиком располагалась правее этой прямой. Угол наклона $\alpha = \text{arctg}(h)$.

Если линейная система устойчива, то годограф АФХ всегда пересекает ось $U(\omega)$ правее точки $(-1, j0)$. Случай прохождения годографа

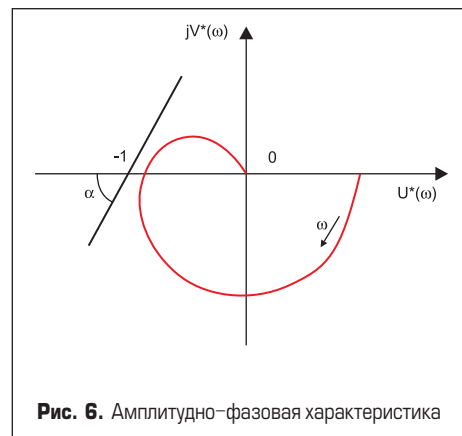


Рис. 6. Амплитудно-фазовая характеристика

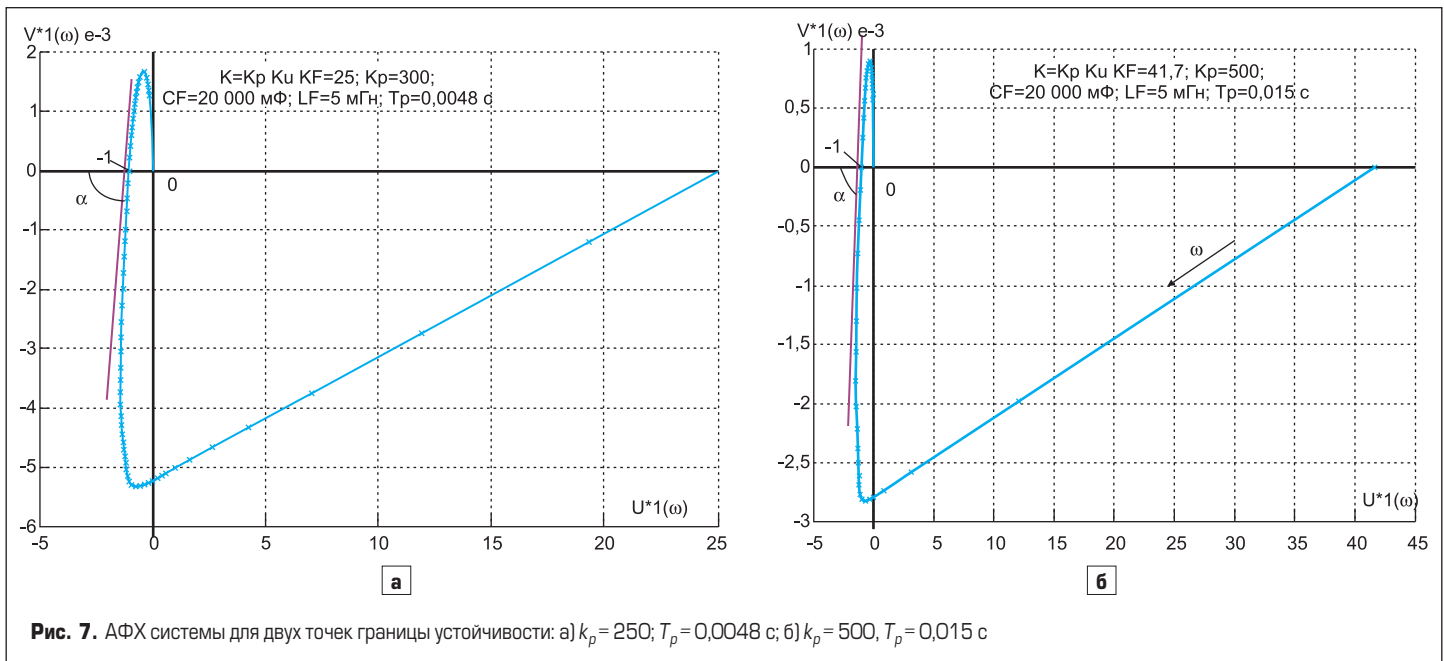


Рис. 7. АФХ системы для двух точек границы устойчивости: а) $k_p = 250; T_p = 0,0048 \text{ с}$; б) $k_p = 500; T_p = 0,015 \text{ с}$

фа через точку $(-1, j0)$ соответствует границе устойчивости. Нелинейная система будет устойчивой при устойчивой линейной системе, если годограф линейной части является выпуклой кривой. Таким свойством обладает рассматриваемая система. Следовательно, области устойчивости линейной и соответствующей нелинейной системы совпадают.

На рис. 7 приведены видоизмененные АФХ системы для двух точек границы устойчивости для разработанного нами ИВЭП мощностью 300 Вт: $k_p = 250; T_p = 0,0094 \text{ с}; R = 0,1 \text{ Ом}$ (рис. 7а) и $k_p = 500; T_p = 0,015 \text{ с}; R = 0,1 \text{ Ом}$ (рис. 7б).

Для обеспечения приемлемых динамических показателей (перерегулирование, время переходных процессов) необходимо обеспечить определенный запас по устойчивости [7].

Запас устойчивости по модулю задается следующим образом [7]:

$$L = 1/U_1^*, \quad (20)$$

и для хорошего демпфирования колебаний $L > 2$.

Частота точки пересечения $(U_1^*; j0)$ определяется из условия $V^*(\omega) = 0$ и определяется как:

$$\omega = \sqrt{(T_\phi + T_p)/\tau_\phi^2 T_p}. \quad (21)$$

Подставляя значение ω в выражения для $U^*(\omega)$, получим:

$$U_1^* = \frac{T_p \tau_\phi^2}{T_\phi (\tau_\phi^2 + T_\phi T_p + T_p^2)}. \quad (22)$$

Задав необходимое значение L , из (20) определяем U_1^* , а из (22) — соответствующее значение T_p .

Основные выводы

- Получена упрощенная структурная схема ИВЭП на основе резонансного инвертора для анализа устойчивости и точности системы стабилизации выходного напряжения.
- Получены соотношения для оценки точности стабилизации выходного напряжения и определения параметров регулятора из условия обеспечения желаемой точности.
- Используя метод оценки устойчивости, основанной на критерии Попова, получены аналитические соотношения для вычисления допустимых границ изменения параметров системы.

Литература

1. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. М.: Энергоиздат. 1987.
2. Мкртчян Ж. А. Электропитание электронно-вычислительных машин. М.: Энергия. 1980.
3. Ненахов С. М. Силовые транзисторные ключи с трансформаторной обратной связью // Электронная техника в автоматике. 1985. Вып. 16.
4. Барегамян Г. В., Мовсесян В. М., Петросян Н. Н., Арутюнян А. Ш. Машинное проектирование источников вторичного электропитания на основе статических резонансных преобразователей // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 1998. Т. 51. № 3.
5. Барегамян Г. В., Петросян Н. Н. Исследование и оптимизация параметров резонансного инвертора в источнике вторичного электропитания // Силовая электроника. 2012. № 3.
6. Белов Г. А., Иванов А. М. Расчет динамических характеристик импульсного стабилизатора напряжения // Электротехника. 1991. № 5.
7. Бессекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. Изд. 4-е, перераб. и доп. СПб: Профессия. 2003.