

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения

В. А. Александров, С. А. Калашников, Л. В. Маркова✉

АО «Концерн "Океанприбор"», Санкт-Петербург, Россия

✉ ljubvlinva@mail.ru

Аннотация

Введение. Изучение особенностей введения отрицательной обратной связи в системах импульсного регулирования параметров потока электроэнергии с широтно-импульсной модуляцией всегда вызывало особый интерес разработчиков ключевых усилителей мощности (КУМ) и преобразователей напряжения (КПН). Оценка потенциала компенсационных методов является актуальной задачей при выборе направлений реализации устройств силовой электроники различного назначения.

Цель работы. Обзор компенсационных методов регулирования параметров и исследование условий устойчивости работы КПН с обратной связью по выходному напряжению и току.

Материалы и методы. В работе использованы основы теории импульсных систем автоматического регулирования, дополненные методом гармонической линеаризации с оценкой устойчивости по критериям Найквиста и методикой формирующего фильтра с применением метода кратных частот.

Результаты. Проведен анализ условий устойчивости работы, предложены аналитические зависимости и графическое представление величин предельной обратной связи от параметров модуляции и схемы ключевого преобразования.

Заключение. Проведенное исследование глубины обратной связи в ключевых регуляторах напряжения, ограниченной проникновением высокочастотных составляющих в тракт формирования широтно-модулированного сигнала и его задержкой, обусловленные особенностями работы оконечного каскада КУМ, демонстрирует, что предельное значение глубины обратной связи по напряжению при типовых параметрах схемы не превышает 12 дБ, тогда как глубина обратной связи по току дросселя фильтра нижних частот может быть принципиально (более чем на 20 дБ) выше. При этом реализация режимов стабилизации напряжения и ограничения выходного тока для обеспечения надежной работы в пусковых режимах и режимах перегрузки возможна только при применении комбинированной обратной связи.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, обратная связь, преобразователь напряжения, ключевой усилитель мощности

Для цитирования: Александров В. А., Калашников С. А., Маркова Л. В. Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 26–43. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-26-43

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена по заказу Министерства промышленности и торговли Российской Федерации (проект по ОКР "Cota").

Благодарности. Выражаем признательность специалистам НИЛ-56 К. В. Игнатьеву и Ю. В. Казакову за участие в совместных исследованиях, а также проф. д. т. н. К. К. Никитину за ряд критических замечаний в рамках подготовки настоящих материалов.

Статья поступила в редакцию 20.11.2022; принята к публикации после рецензирования 17.01.2023; опубликована онлайн 28.02.2023

Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters

Vladimir A. Alexandrov✉, Sergey A. Kalashnikov, Lyubov V. Markova

JSC Concern Okeanpribor, St Petersburg, Russia

✉ ljubvblinva@mail.ru

Abstract

Introduction. Approaches to the introduction of negative feedback in pulse control systems regulating the parameters of electricity flow with pulse-width modulation (PWM) continue to attract research attention in the field of switch power amplifiers (SPA) and switch voltage converters (SVC). Evaluation of the potential of compensation methods is of importance when selecting power electronics devices for various purposes.

Aim. To review compensation methods for parameter regulation and to investigate conditions for the operational stability of SVC with feedback on output voltage and current.

Materials and methods. The research methodology included the theory of pulsed automatic control systems, the method of harmonic linearization with stability assessment according to Nyquist criteria, and the generating filter method based on multiple frequencies.

Results. An analysis of operational stability conditions was carried out. Analytical dependences and graphical representation of the limit feedback values from the modulation parameters and the switch transformation scheme were proposed.

Conclusion. The conducted study of the feedback depth in SVC, limited by the penetration of high-frequency components into the path of a width-modulated signal and its delay, due to the peculiarities of the terminal stage of the SPA, demonstrates that the limit value of the voltage feedback depth at typical circuit parameters does not exceed 12 dB, while the depth of the current feedback of the filter choke of the low frequencies can be fundamentally (more than 20 dB) higher. At the same time, the implementation of voltage stabilization and output current limitation modes for maintaining reliable operation in start-up and overload modes is possible only with the use of combined feedback.

Keywords: pulse-width modulation, feedback, voltage converter, switch power amplifier

For citation: Aleksandrov V. A., Kalashnikov S. A., Markova L. V. Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 26–43. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-26-43

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Acknowledgements. The work was carried out with the financial support of the Ministry of Industry and Trade of the Russian Federation (OKR "Sota" project).

We express our gratitude to the specialists of NIL-56 K. V. Ignatiev and Yu. V. Kazakov for participation in joint research, and to Professor K. K. Nikitin for critical remarks in the preparation of these materials.

Submitted 20.11.2022; accepted 17.01.2023; published online 28.02.2023

Введение. Начальный этап исследования ключевых усилителей мощности (КУМ) и преобразователей напряжения (КПН) сопровождался острым интересом к изучению особенностей введения отрицательной обратной связи в системы импульсного регулирования параметров потока электроэнергии, использующие широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), в частности нашедшие отражение в ряде работ отечественных специалистов [1–9]. Принимая во внимание необходимость решения задач стабилизации уровня и подавления искажений выход-

ных сигналов КУМ и КПН, оценка потенциала компенсационных методов, основанных на введении отрицательных обратных связей, и до настоящего времени относится к одному из актуальных направлений разработки устройств силовой электроники.

Особый интерес разработчиков ключевых регуляторов напряжения с ШИМ связан с обеспечением ограничения выходного тока, что является необходимым условием надежной работы в пусковых режимах и режимах перегрузки. Здесь важным обстоятельством

является исследование комбинированной обратной связи (ОС) по выходному напряжению и току дросселя фильтра нижних частот (ФНЧ) как неотъемлемой части выходной цепи КПН и КУМ.

В настоящей статье на основе известных методов исследования устойчивости ключевых усилителей с ШИМ, основанных на теории импульсных систем автоматического регулирования [3, 4, 6] и наиболее удобных для практического применения метода гармонической линеаризации [9] и методики формирующего фильтра [7, 9], проводятся исследования условий устойчивости и оценка предельной глубины ОС различного вида.

В качестве основных факторов, определяющих особенности применения ОС в ключевых регуляторах напряжения, рассмотрены проникновение высокочастотных составляющих в тракт формирования ШИМ-сигнала [8, 9] и его задержка [1, 2], обусловленная особенностями работы оконечного каскада КУМ. Оценка условий устойчивости работы проводится по традиционным критериям Найквиста [5] с учетом метода кратных частот, предложенного в [7].

Важной направленностью настоящих исследований является системный подход к определению предельной глубины ОС для различных механизмов возбуждения и его применение к ранее не исследованным комбинированным видам отрицательной обратной связи. В результате предложены аналитические зависимости и графическое представление величин предельной обратной связи от параметров модуляции и схемы ключевого преобразования.

Оценка устойчивости ключевых усилителей мощности с ОС по выходному напряжению ФНЧ. Компенсационные методы стабилизации параметров силового электропитания с использованием цепей отрицательной ОС являются основным средством регулирования напряжения и ограничения тока ключевых преобразователей напряжения КПН в условиях наличия динамических факторов изменения нагрузки и напряжения объектовой сети. Однако глубина компенсации дестабилизирующих факторов, как правило, ограничена условиями устойчивой работы, нарушение которых недопустимо, особенно в устройствах силового элек-

тропитания. Особенностью применения отрицательной обратной связи в ключевых преобразователях напряжения с ШИМ является как наличие выходного ФНЧ, как минимум, второго порядка, так и продуктов импульсного преобразования в тракте формирования широтно-модулированной последовательности импульсов.

Из известных методов исследования устойчивости ключевых усилителей с ШИМ, охваченных обратной связью по выходному напряжению, основанных на теории импульсных систем автоматического регулирования [4], наиболее удобным для практического применения является метод гармонической линеаризации, основанный на "гипотезе фильтра" [5]. Такой подход позволяет определить передаточные характеристики КУМ и КПН, использующие цепи ОС, для малых уровней модулирующих сигналов в диапазоне частот вплоть до частоты переключений ω , соответствующей частоте изменения ШИМ сигнала, как правило, определенной периодом T опорного пилообразного напряжения $\omega = 2\pi/T$, амплитуда $U_{\text{пmax}}$ которого равна максимальному значению уровня модулирующего напряжения при индексе модуляции $m_0 = 1$. Относительно заданных величин может быть проведено нормирование частоты $\Omega = \chi\omega$ и амплитуды $U_\Omega = mU_{\text{пmax}}$ гармонического модулирующего сигнала с произвольными величинами фазового сдвига Θ . При этом импульсное напряжение V амплитудой E одноканального КУМ с симметричной ШИМ для нормированного сигнала относительной амплитуды m и постоянной составляющей m_0 находится из известного разложения Фурье–Бесселя [6].

Для ФНЧ второго порядка "гипотеза фильтра", дополненная методом кратных частот [7, 10], позволяет определить комплексный коэффициент передачи широтно-импульсного преобразователя и критическую глубину ОС при наличии входного гармонического воздействия.

Суть метода кратных частот основана на подчеркивании в комплексном коэффициенте ШИМ-преобразования гармонических составляющих Ω , совпадающих с составляющими комбинационных частот Ω_{kn} , группирующих

ся вокруг гармоник частоты переключений ω :
 $\Omega_{kn} = k\omega + n\Omega$.

В общем случае импульсное напряжение V на выходе одноконтурного КУМ с симметричной ШИМ для гармонического сигнала с постоянной составляющей находится из известного разложения:

$$V = K_0 E \left[m_0 + m \sin(\chi\omega t + \Theta) \right] + \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{4K_0 E}{\pi k} J_n \left(\frac{\pi k m}{2} \right) \sin \left[k\pi m_0 + n \frac{\pi}{2} \right] \times \right. \\ \left. \times \cos \left[(\Omega_{kn})t + n \left(\Theta + \frac{\pi}{2} \right) - k\omega t_H \right] \right\},$$

где K_0 – статический коэффициент; χ – нормирующий коэффициент низкочастотного сигнала относительно частоты переключений; t – момент времени; t_H – начальный момент времени фазы ШИМ сигнала.

Соответственно, коэффициент передачи низкочастотного сигнала K_Ω определяется статическим коэффициентом K_0 и комплексным коэффициентом передачи ФНЧ $\dot{K}_\Phi$: $\dot{K}_\Omega = K_0 \dot{K}_\Phi \dot{K}_\Sigma$, где $\dot{K}_\Sigma$ – коэффициент передачи схемы ШИМ.

Модулированное импульсное напряжение V представляет собой полигармонический сигнал, в спектре которого присутствуют высокочастотные составляющие гармоник частоты переключения $k\omega$, составляющие комбинационных частот $k\omega \pm n\Omega$, квазипостоянное напряжение V_0 и переменная составляющая модулирующего воздействия $K_0 m \sin(\Omega t + \Theta)$. Для случая кратных частот при целочисленных значениях χ выполняется условие совпадения частот гармонических и комбинационных составляющих $|k\omega \pm n\Omega| = \Omega$, что соответствует изменению коэффициента передачи $\dot{K}_\Sigma$ схемы ключевого усиления по модулирующему воздействию. С учетом наиболее значимых комбинационных составляющих для $k = 1$ и $n < 0$ запишем:

$$\dot{K}_\Sigma = K_0 \left\{ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[- (A_k + B_k) \cos \Theta_k + j (A_k - B_k) \sin \Theta_k \right] \right\}, \quad (1)$$

где

$$A_k = \frac{4}{\pi k m} J_{-kn\Omega+1} \left(\frac{\pi k m}{2} \right) \cos \left[k\pi m_0 + \left(\frac{k}{\chi} - 1 \right) \frac{\pi}{2} \right];$$

$$B_k = \frac{4}{\pi k m} J_{-kn\Omega-1} \left(\frac{\pi k m}{2} \right) \sin \left[k\pi m_0 + \left(\frac{k}{\chi} + 1 \right) \frac{\pi}{2} \right];$$

$J_{-kn\Omega+1}$ – значение функции Бесселя для не-

четных гармоник; $\Theta_k = \frac{k}{\chi} \left(\Theta + \frac{\pi}{2} \right) + k\omega t_H$.

Таким образом, согласно методу кратных частот коэффициент передачи схемы ШИМ $\dot{K}_\Sigma$ может иметь комплексный характер, причем его мнимая часть зависит как от относительной амплитуды m и постоянной составляющей $m_0 = t_0/T$ входного воздействия, так и от фазы сдвига между модулирующим напряжением и ШИМ-сигналом. При этом составляющие кратных частот на выходе ключевого усилителя после ФНЧ определяются выражением

$$\dot{K}_{n\Omega} = \dot{K}_\Sigma(\Omega) \dot{K}_\Phi K_0.$$

Соответственно, для оценки необходимых условий устойчивости КРН с ШИМ, охваченного ОС по выходному напряжению ФНЧ, можно воспользоваться выражением, определяющим коэффициент передачи схемы с обратной связью на кратных частотах:

$$K_{OC}(\Omega) = \frac{\dot{K}_\Sigma(\Omega) \cdot \dot{K}_\Phi(\Omega)}{1 + \beta \dot{K}_\Sigma(\Omega) \dot{K}_\Phi(\Omega) K_0},$$

где β – коэффициент передачи цепи обратной связи.

Такое представление $K_{OC}(\Omega)$ позволяет определить необходимые границы устойчивости из критерия Найквиста [5], включающего фазовое и амплитудное условия возбуждения:

$$\text{Im}(\dot{K}_\Sigma K_\Phi) = 0; \text{Re}(\beta \dot{K}_\Sigma \dot{K}_\Phi K_0) \leq -1.$$

Причем в качестве необходимого условия можно рассмотреть устойчивость системы при малых значениях возбуждающего воздействия ($m \rightarrow 0$). В этом случае достаточно использовать приближенное представление функции Бесселя малого аргумента:

$$J_l(x) = \frac{(x/2)^l}{l!}, \quad (2)$$

где l – индекс; x – аргумент функции Бесселя.

Здесь прежде всего следует исследовать устойчивость на второй моде частоты переключений при $\Omega = 0.5\omega$, где достигается максимальное изменение коэффициента $\dot{K}_{\text{ш}}$ по сравнению с исходным статическим коэффициентом передачи K_0 :

$$K_{\text{ш}\omega/2} = K_0 \left(1 - \cos \pi \frac{t_0}{T} \cos \Theta' + j \cos \pi \frac{t_0}{T} \sin \Theta' \right),$$

где t_0 – начальный момент времени; $\Theta' = 2\Theta + \pi + \omega t_{\text{н}} = [0 \dots 2\pi] = \varphi_{\text{ш}}$.

При этом фазовое условие возбуждения с учетом характеристики ФНЧ $\varphi_{\text{ф}}(\Omega)$ выполняется для $\text{tg } \varphi_{\text{ш}} - \text{tg } \varphi_{\text{ф}} = 0$, что соответствует равенству

$$\text{tg } \varphi_{\text{ф}} = \cos(\pi m_0) \sin \left[\frac{\Theta'}{1 - \cos \pi m_0 \cos \Theta'} \right]. \quad (3)$$

Возможное изменение значений Θ' (выражение (3) разрешимо для любых значений $\text{tg } \varphi_{\text{ф}}$) соответствует условию фазового возбуждения для типового ФНЧ второго порядка. Таким образом, критическая глубина ОС определяется из выполнения амплитудного условия возбуждения $\text{Re}(\beta \dot{K}_{\text{ш}} \dot{K}_{\text{ф}} K_0) = -1$.

Определим коэффициент передачи LC-фильтра нижних частот с собственной частотой

$$\Omega_0 = \chi_0 \omega = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{ф}} C_{\text{ф}}}} \quad \text{и} \quad \text{добротностью}$$

$Q = R_{\text{н}} \sqrt{C_{\text{ф}} / L_{\text{ф}}}$ ($R_{\text{н}}$ – активное сопротивление нагрузки) для частоты $\Omega = \omega/2$:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{ф}}(\Omega = \omega/2) &= \\ &= \frac{[1 - (1/2\chi_0)^2] + j(1/2\chi_0 Q)}{[1 - (1/2\chi_0)^2]^2 + (1/2\chi_0 Q)^2} = \frac{a + jb}{a^2 + b^2}, \end{aligned}$$

где χ_0 – нормирующий коэффициент собственной частоты ФНЧ относительно частоты переключений.

Для оценки наибольшего влияния первой комбинационной составляющей, совпадающей с полутактовой частотой входного воздействия при $k=1$, $n=-1$, ограничимся рассмотрением случаев постоянной составляющей, близкой к

граничным условиям: $m_0 \in \{0; 1\}$. Для таких крайних значений выходного напряжения КРН из (1) и (2) получим единичный коэффициент передачи $\dot{K}_{\text{ш}}$ с произвольным фазовым сдвигом $\varphi_{\text{ш}}$. Таким образом, выполнение фазового условия достигается при комплексно-сопряженных значениях $\dot{K}_{\text{ш}}$ и $\dot{K}_{\text{ф}}$:

$$\dot{K}_{\text{ш}} = (a - jb) / \sqrt{c}, \quad \text{где } c = a^2 + b^2.$$

В результате из выполнения амплитудного условия возбуждения получим значение $K_{\text{кр}} = \max[\beta K_0]$ для критической глубины ОС:

$$\begin{aligned} K_{\text{кр}} &= |1 / \dot{K}_{\text{ф}} \dot{K}_{\text{ш}}| = \sqrt{a^2 + b^2} = \\ &= \sqrt{[(1 - 1/2\chi_0)^2]^2 + (1/2\chi_0 Q)^2}. \end{aligned}$$

Соответственно, максимальная глубина обратной связи F через ФНЧ второго порядка для частоты воздействия не должна превышать значений

$$\begin{aligned} F_{\text{кр}} &= 1 + K_{\text{ф}} K_{\text{ш}} K_{\text{кр}} = \\ &= 1 + \sqrt{\frac{[(1 - 1/2\chi_0)^2]^2 + (1/2\chi_0 Q)^2}{[(1 - 1/\chi_0)^2]^2 + (1/\chi_0 Q)^2}}. \end{aligned}$$

Как следует из расчетных зависимостей максимальной глубины обратной связи, представленных на рис. 1, устойчивость КРН с ОС по напряжению ФНЧ от режима возбуждения на полутактовой возрастает с повышением отношения частоты переключений ω к собственной частоте фильтра Ω_0 и уменьшается с ростом добротности Q . Причем для $Q \gg 1$ и сравнительно низкочастотного воздействия $\Omega \ll \Omega_0$ максимальная глубина обратной связи ограничена соотношением $\max |F| \approx 1/2\chi_0$.

В дополнение к анализу устойчивости КРН в составе устройства силового электропитания генераторного устройства, учитывая практически полную разгрузку в циклах между излучениями, для $Q \gg 1$ целесообразно рассмотреть дополнительные факторы, влияние которых может привести к режиму возбуждения на частотах, близких к максимальному подъему АЧХ ФНЧ при близком к π фазовом сдвиге выходного напряжения, что может приводить к выполнению фазового усло-

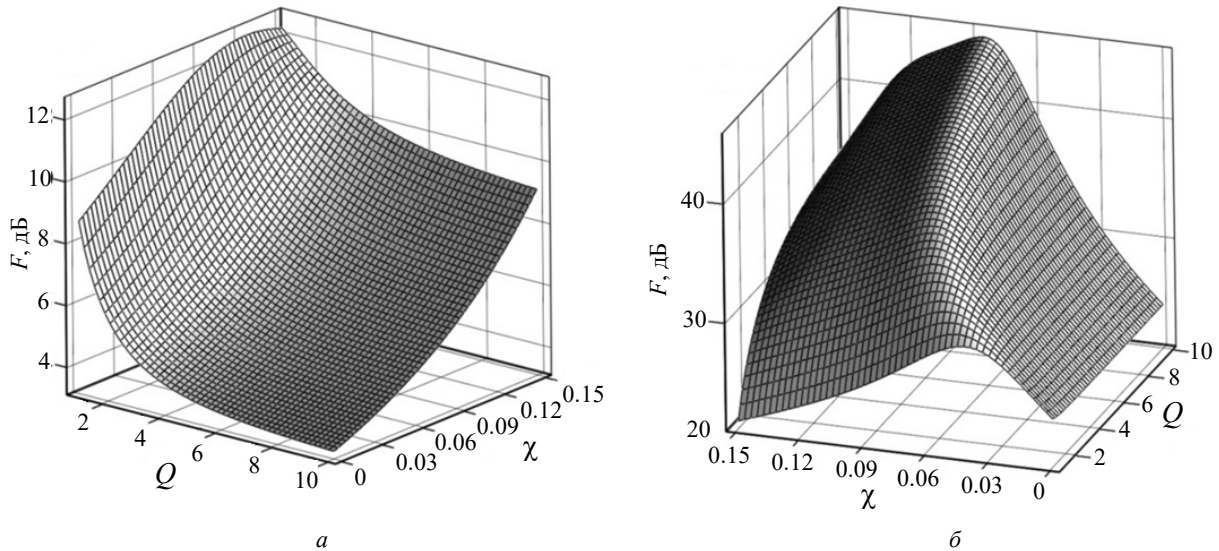


Рис. 1. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ и добротности Q ФНЧ при соотношении $\chi_0 = 0.3$ (а) и 0.1 (б)

Fig. 1. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ and quality Q factor of the low-pass filter at a ratio of $\chi_0 = 0.3$ (a) and 0.1 (б)

вия возбуждения даже в случае весьма малых дополнительных фазовых сдвигов, обусловленных задержками переключения транзисторов, в том числе задержками, исключающими сквозные токи в двухтактных каскадах [10].

В этом случае критическую величину фазового сдвига, обусловленного задержками, определим из условия суммарного фазового сдвига $\varphi_\tau + \varphi_\phi = \pi$, где $\varphi_\tau = \frac{\Omega}{2\pi}\tau_3$ фазовый сдвиг, обусловленный задержкой τ_3 ; $\varphi_\phi = \arctg\left[1/Q\left(\frac{\Omega_0}{\Omega} - \frac{\Omega}{\Omega_0}\right)\right]$ – фазовая характеристика LC-фильтра нижних частот. Заменяя в первом приближении функцию $\arctg$ на ее аргумент, получим критическую частоту

$$\Omega_{кр} = \Omega_0 \sqrt{1 - \frac{2\pi}{\Omega_0 \tau_3 Q}}.$$

В результате из фазового условия возбуждения получим $K_{кр} = \max[\beta K_0]$ для критической глубины ОС:

$$K_{кр} = \left|1/\left(\dot{K}_\phi \dot{K}_\text{ш}\right)\right| = \sqrt{\frac{1}{\Omega_0^2 \tau_3^2} + \frac{1}{Q^2} + \frac{1}{\Omega_0 \tau_3 Q^3}}.$$

Соответственно, глубина обратной связи F через ФНЧ второго порядка для частоты воздействия Ω не превышает

$$F = 1 + K_\phi K_\text{ш} K_{кр} = 1 + \sqrt{\frac{1/(2\pi\hat{\tau}_3)^2 + 1/Q^2 + 1/(2\pi\hat{\tau}_3 Q^3)}{[(1-\chi_c)^2]^2 + (\chi_c Q)^2}}, \quad (4)$$

где $\hat{\tau}_3 = \tau_3 \Omega_0 / (2\pi)$ – задержка, нормированная к постоянной времени фильтра; $\chi_c = \Omega / \Omega_0$ – частота, нормированная к собственной частоте фильтра.

На рис. 2 приведены зависимости глубины обратной связи, определенной из фазового условия возбуждения для типовых параметров КРН. Сопоставление полученных зависимостей показывает определяющее влияние на ограничение максимальной глубины ОС фактора режима возбуждения на полутактовой частоте. Вместе с тем с увеличением отношения ω / Ω_0 влияние этого фактора уменьшается. Одновременно возрастает относительная величина задержки, что приводит к ограничению глубины ОС вследствие возникновения режима возбуждения в области собственной частоты ФНЧ. На рис. 3 приведены зависимости допустимого коэффициента передачи ОС.

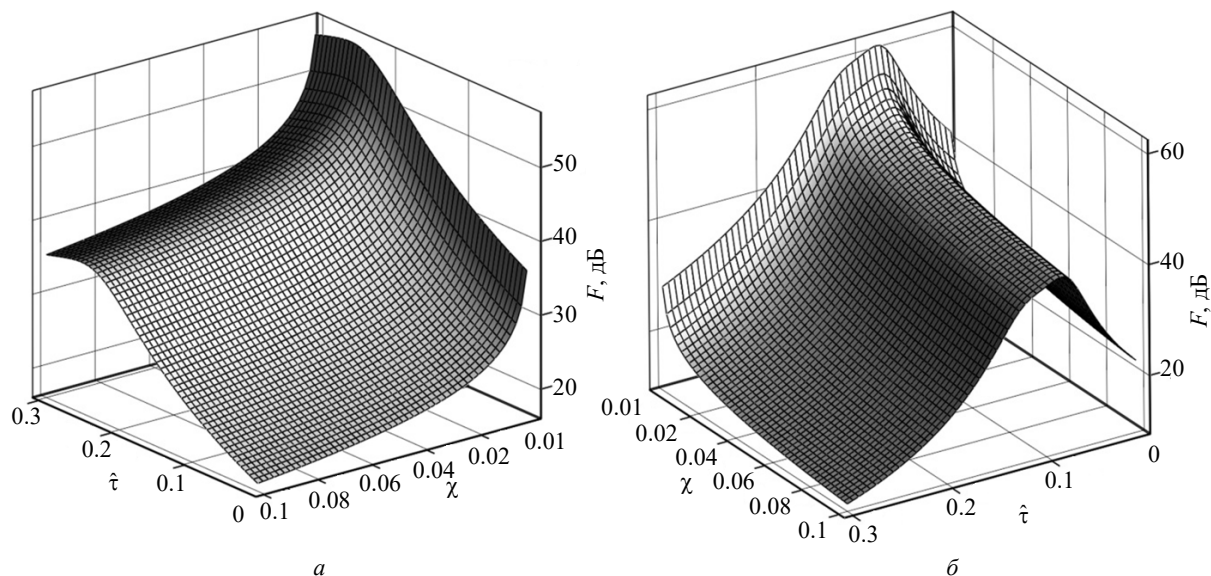


Рис. 2. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ и относительной величины задержки $\hat{\tau}$ при добротности ФНЧ $Q = 10$ и соотношении χ_0 : а – 0.3; б – 0.1

Fig. 2. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ and the relative delay $\hat{\tau}$ with the quality factor of the low-pass filter $Q = 10$ and the ratio χ_0 : а – 0.3; б – 0.1

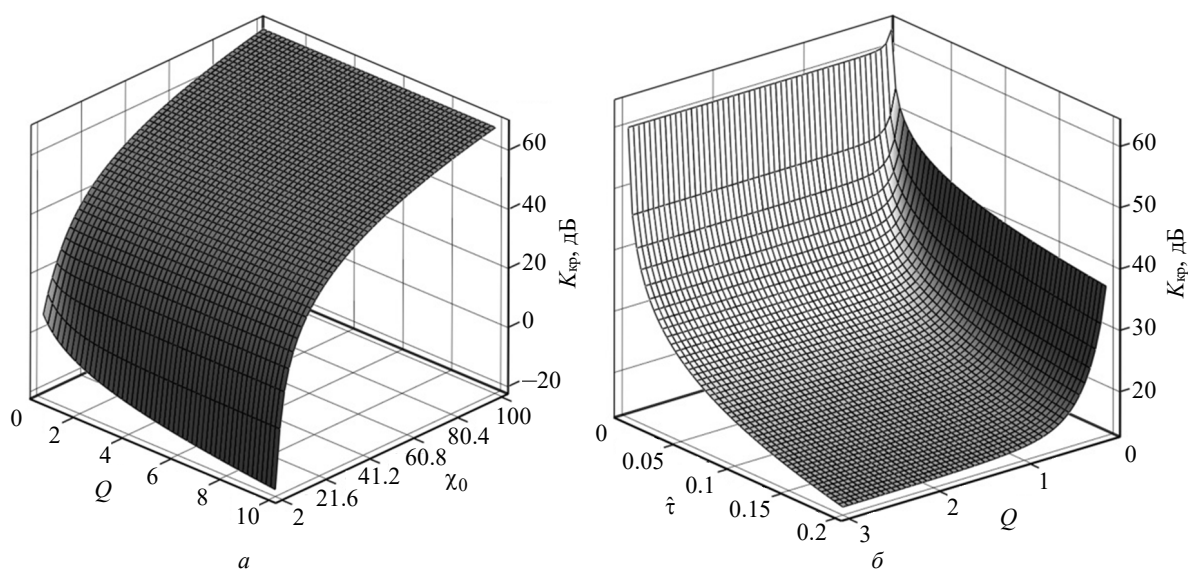


Рис. 3. Зависимость допустимого коэффициента передачи обратной связи: а – от добротности ФНЧ Q и нормированной частоты χ_0 ; б – от добротности и относительной величины задержки $\hat{\tau}$

Fig. 3. Dependence of the permissible feedback transfer coefficient: а – on the quality factor of the low-pass filter Q and relative frequency χ_0 ; б – on the quality factor and relative delay value $\hat{\tau}$

Исследование режимов регулирования и стабилизации выходного тока КПН. Для устройств силового электропитания задача регулирования и ограничения выходного тока КПН относится к важнейшим условиям применения [11]. Решение этой задачи должно учитывать резкие изменения мощности потребления, значительную емкость конденсаторов в шинах силового электропитания, необходи-

мость подавления импульсных перенапряжений в объектовой сети, а также возможную неисправность нагрузки, включая короткое замыкание в отдельных каналах потребителей [12]. При этом наиболее предпочтительным вариантом ограничения выходного тока КПН является применение компенсационного метода регулирования с использованием обратной связи по току дросселя ФНЧ. Принимая во внимание

значительный постоянный ток потребления, здесь в качестве датчика тока могут найти применение специальные микросхемы на основе эффекта Холла с гальванически изолированным выходом (например FHS 40-P SP600 "LEM" на основе магниторезистивного моста или серия CKSR "LEM" – компенсированные датчики с замкнутым контуром). Причем для уменьшения импульсного потенциала помехи в контрольном сигнале такой датчик целесообразно подключать к выходу дросселя ФНЧ перед соединением с конденсатором фильтра.

Функциональная схема КПП с ОС по току (ОСТ) дросселя ФНЧ (рис. 4) включает цепь ОСТ, вычитающее устройство (ВУ), широтно-импульсный преобразователь (ШИП), КУМ, дроссель фильтра индуктивностью L , датчик тока (ДТ), результирующую емкость C фильтра и нагрузки, а также активное сопротивление нагрузки (R_H).

Далее для удобства анализа примем коэффициент передачи ВУ равным 1, коэффициенты преобразования ШИП ($K_{Ш}$) и КУМ (K_0) в составе КПП, коэффициент передачи ОСТ β_T и коэффициент датчика тока K_T , который может быть определен приведенным сопротивлением r_T .

Соответственно, уравнение обратной связи для входного U_1 и выходного U_2 напряжений КПП имеет вид

$$(U_1 - U_2 K_T \beta_T / Z_{\Phi}) K_{Ш} K_0 = U_2,$$

где Z_{Φ} – входное сопротивление ФНЧ, определяющее низкочастотный ток дросселя; $U_2 = V_H$ – низкочастотная составляющая напряжения на входе ФНЧ.

В предположении линейной низкочастотной модели ключевого усилителя с ШИМ запишем выражение для коэффициента передачи КПП, охваченного обратной связью по току дросселя ФНЧ:

$$K_{ост} = K_0 K_{Ш} / [1 + K_0 K_{Ш} K_T \beta_T Y_{\Phi}]. \quad (5)$$

Входная проводимость ФНЧ второго порядка при известных значениях L , C и R определяется комплексным выражением

$$Y_{\Phi}(\Omega) = \frac{1}{Z_{\Phi}(\Omega)} = \frac{1 + j\chi_c \left[Q - Q\chi_c^2 - \frac{1}{Q} \right]}{R \left[(1 - \chi_c^2)^2 + \left(\frac{\chi_c}{Q} \right)^2 \right]}.$$

При этом знаменатель выражения (4), определяющий глубину обратной связи F , принимает следующий вид:

$$\dot{F}(\Omega) = 1 + K_0 K_{Ш} K_T \beta_T \frac{1}{Rb} [1 + j\chi_c a],$$

где $a = [Q + Q\chi_c^2 - 1/Q]$; $b = [1 - \chi_c^2]^2 + (\chi_c/Q)^2$.

Рассмотрим возможность возбуждения КПП с обратной связью такого вида с учетом наличия задержки τ_3 в формировании импульсного напряжения и комплексного характера $K_{Ш}$ на полутактовой частоте $\omega_0/2$, влияние которых являлось достаточным для возбуждения КПП с ОС по выходному напряжению ФНЧ.

Выразим коэффициент преобразования ШИП в виде комплексной величины с учетом относительной задержки переключений $\hat{\tau}$:

$$K_{Ш} = 1 - j\hat{\tau}2\pi\Omega/\omega.$$

При этом запишем выражение для комплексной величины $\dot{F}(\Omega)$:

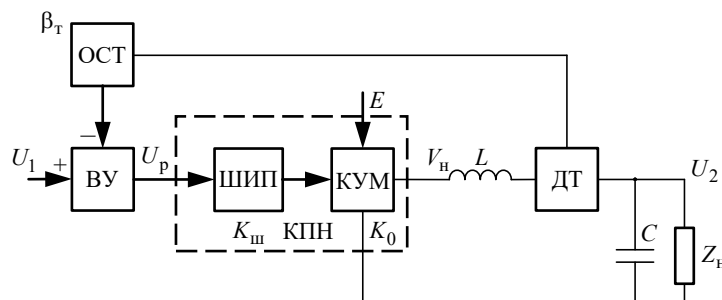


Рис. 4. Функциональная схема КПП с обратной связью по току дросселя ФНЧ

Fig. 4. Functional diagram of a SVC with feedback on the current of the LPF inductor

$$\dot{F}(\Omega) = 1 + \beta_T K_T K_0 \frac{1}{Rb} (1 - j\tau 2\pi\chi)(1 + j\chi_c a). \quad (6)$$

Фазовые условия возбуждения $\text{Im}(\dot{F})$ удовлетворяются при выполнении равенства $2\pi\tau\Omega_0 = a\omega/(Rb)$, что может быть обеспечено только при частоте Ω , весьма близкой к Ω_0 ($\chi \approx \chi_0$). Причем в этом случае амплитудное условие возбуждения $\text{Re}(F) = 0$ отсутствует.

Аналогичная ситуация имеет место при рассмотрении режима возбуждения на полутактовой частоте, наиболее критической для КПП с ОС по выходному напряжению (ОСН) ФНЧ. В этом случае коэффициент $\dot{K}_{\text{ш}}$ на частоте $\Omega = 0.5\omega$ может быть определен в виде комплексно-сопряженного выражения $K_{\text{ш}} = 1 - j\frac{\Omega}{\Omega_0}a$, при этом выполняется фазовое условие возбуждения. Однако реальная составляющая F в таких условиях не равна нулю:

$$F = 1 + \beta_T K_T K_0 \frac{1}{Rb} \left(1 + \frac{a}{2\chi_0}\right)^2 \neq 0.$$

Выявленный запас устойчивости работы линейной модели КПП с ОСТ наглядно иллюстрируется графиками зависимостей АЧХ (A) и ФЧХ (φ) тока дросселя и напряжения на конденсаторе LC-фильтра нижних частот для добротности $Q = 3$ (рис. 5).

Анализируя известные зависимости, можно видеть, что при ОСН фаза сигнала нарастает до $\pi/2$ для частоты 1 и далее увеличивается до π ,

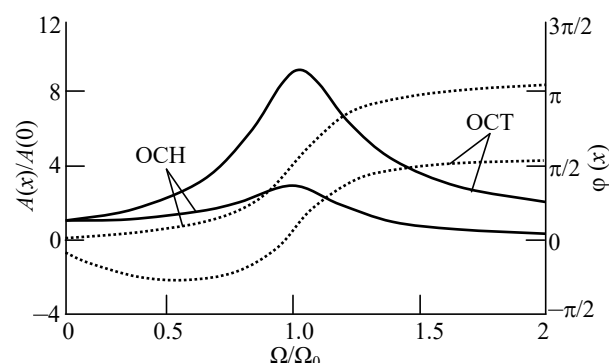


Рис. 5. Зависимости амплитуды A (сплошные линии) и фазы φ (пунктирные) сигнала ОСН и ОСТ для КПП с LC ФНЧ второго порядка

Fig. 5. Dependences of the amplitude A (solid lines) and the phase φ (dashed lines) of the voltage and current feedback signals for a switching voltage converter with a second-order LC low-pass filter

причем крутизна нарастания φ – до величины весьма близкой к π в условиях высокой добротности ФНЧ в зоне существенного подъема АЧХ. При этом даже незначительного дополнительного сдвига, например за счет задержки переключений КУМ, достаточно для выполнения фазовых и амплитудных условий возбуждения. Тем более могут быть обеспечены условия возбуждения на полутактовой частоте в условиях комплексного коэффициента ШИМ-преобразования.

Для ОСТ максимальный фазовый сдвиг сигнала обратной связи не превышает $\pi/2$, что обеспечивает практически абсолютную устойчивость линейной модели КПП в том числе и с учетом факторов, обуславливающих дополнительные фазовые сдвиги даже в диапазоне высоких частот Ω до ω включительно.

Вместе с тем следует отметить, что использование линейной модели КПП допустимо в ограниченной низкочастотной области. При этом сигнал ОСТ по форме весьма близок к пилообразному напряжению, что ограничивает применимость метода формирующего фильтра для анализа устойчивости преобразователя с ОС такого типа. Здесь целесообразно использовать итерационный метод оценки устойчивости, дополненный граничными условиями высокочастотного режима возбуждения [13]. Далее остановимся на исследовании границ режима многократных переключений, определяющих необходимое условие устойчивой работы КПП с ОСТ.

При обратной связи по току дросселя имеет место значительное проникновение ВЧ продуктов импульсного преобразования в тракт формирования ШИМ, что может приводить к кратному возрастанию частоты переключений. Такой процесс, определенный как режим ВЧ-возбуждения, имеет место при превышении скорости изменения разностного сигнала, поступающего на вход ШИП, скорости спада либо нарастания опорного пилообразного напряжения $U_{\text{п}}$. Исключение режима ВЧ-возбуждения при ОСТ связано с выполнением условия

$$K_T \beta_T di(t)/dt < dU_{\text{п}}/dt.$$

Для заданного периода переключений T наибольшая скорость изменения $U_{\text{п}}(t)$ достигается при симметричной двухсторонней ШИМ. Так, в случае одноканального симмет-

ричного пилообразного напряжения амплитудой $U_{\text{пmax}}$ его производная в 2 раза больше производной одностороннего линейно спадающего или нарастающего напряжения:

$$\left| dU_{\text{п}}(t)/dt \right| = 2U_{\text{пmax}}/T. \quad (7)$$

При этом в условиях линейно-временной аппроксимации ток дросселя $I_L(t)$ может быть определен следующим выражением:

$$I_L(t) = \begin{cases} i_{\text{н}} - i_{\text{вmax}} \left[1 - 2(t - t'_k)/(t''_k - t'_k) \right], \\ \text{для } t \in [t'_k; t''_k]; \\ i_{\text{н}} + i_{\text{вmax}} \left[1 - 2(t - t''_k)/(t'_{k+1} - t''_k) \right], \\ \text{для } t \in [t''_k; t'_{k+1}], \end{cases}$$

где $i_{\text{н}}$ – низкочастотная составляющая тока дросселя; $i_{\text{вmax}} = \frac{(E - U_{\text{н}})t_{\text{и}}}{2L} = \frac{U_{\text{н}}t_{\text{п}}}{2L} = \frac{E(1 - m)T}{2L}$ (амплитуда высокочастотной составляющей $i_{\text{в}}$ тока дросселя для заданных параметров напряжения электропитания E , индуктивности дросселя L , периода переключений T и индекса модуляции m).

Исходя из (7), определим производную его изменения во время длительности импульса $t_{\text{и}}$ и паузы $t_{\text{п}}$ однополярного напряжения V ам-

плитуды E на входе ФНЧ с относительным выходным напряжением $m = U^2/E$:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \begin{cases} -E(1 - m)/(2L), & \text{для } t \in t_{\text{п}}; \\ Em/(2L), & \text{для } t \in t_{\text{и}}. \end{cases}$$

В результате получим условие устойчивости к режиму ВЧ-возбуждения:

$$K_{\text{T}}\beta_{\text{T}} < \frac{4U_{\text{пmax}}L}{TE} \min \left\{ \frac{1}{1 - m}; \frac{1}{m} \right\}. \quad (8)$$

Полагая коэффициент передачи КУМ с ШИМ $K_{\text{ш}} = E/U_{\text{пmax}}$ для граничных значений $m = 0; 1$, из (8) получим необходимый критерий устойчивости для КПП с ОСТ:

$$\beta_{\text{T}}K_{\text{T}}K_{\text{ш}}K_0 < 4L/T = 2L\omega/\pi. \quad (9)$$

С учетом (9) выражение (6) для критической глубины ОСТ может быть определено в следующем виде:

$$F_{\text{кр}}(\Omega) = 1 + \frac{2}{\pi Q \chi_0} \frac{\sqrt{1 + \chi_c^2(Q + Q\chi_c^2 - 1/Q)^2}}{(1 - \chi_c^2)^2 + (\chi_c Q)^2}. \quad (10)$$

Зависимость глубины ОС от частоты и добротности Q ФНЧ для нормированной частоты $\chi_0 = (0.2; 0.5)$ приведены на рис. 6.

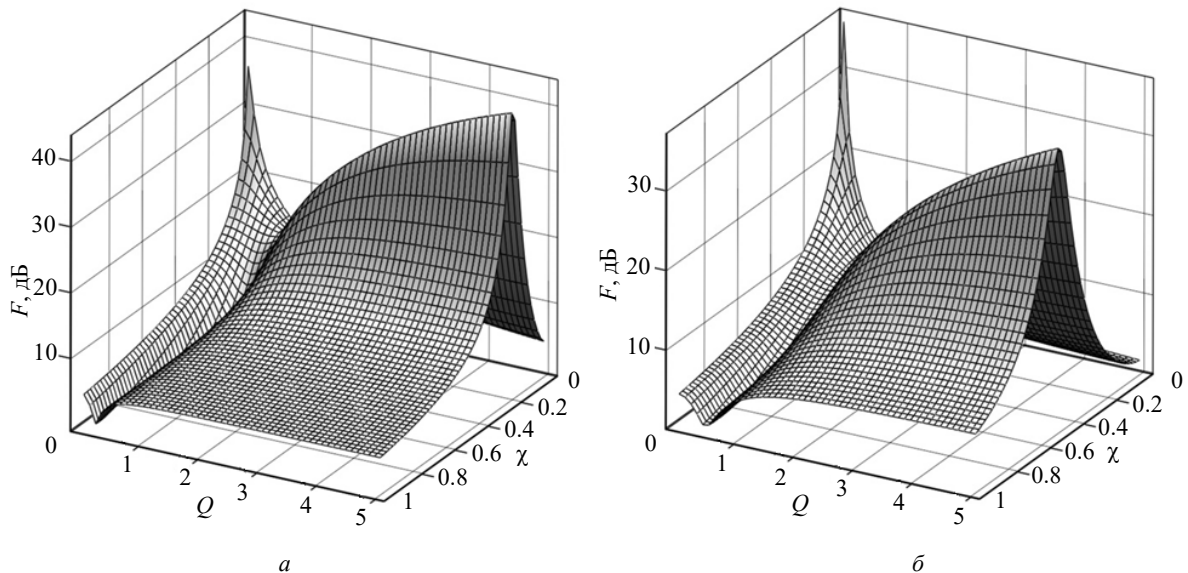


Рис. 6. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ и добротности Q ФНЧ при соотношении χ_0 : а – 0.2; б – 0.5

Fig. 6. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ and quality factor Q of the low-pass filter at a ratio of χ_0 : а – 0.2; б – 0.5

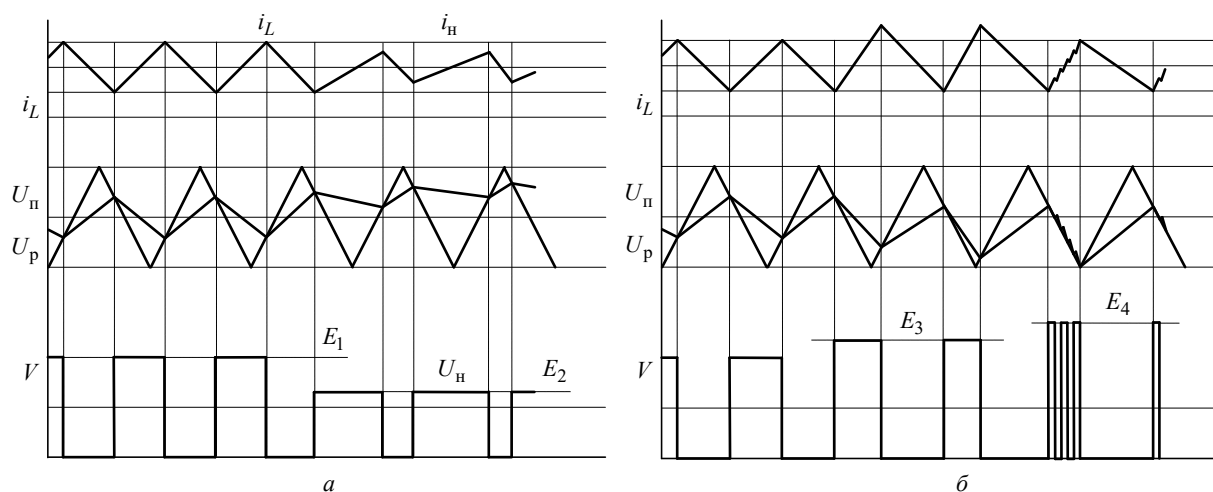


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов, поясняющие работу КПН с ОСТ при понижении (а) и возрастании (б) напряжения E

Fig. 7. Timing diagrams of signals explaining the operation of a SVC with current feedback with a decrease (a) and an increase (б) of voltage E

Сопоставление трехмерных графиков критической глубины ОС по току дросселя ФНЧ (см. рис. 6) и по выходному напряжению (см. рис. 1) показывают возможность кратного повышения стабилизации тока особенно при низких частотах внешнего возбуждения.

Выполнение соотношения (7) является необходимым условием устойчивости работы при исключении режима ВЧ-возбуждения. На рис. 7 приведены временные диаграммы сигналов, поясняющие работу КПН с ОСТ при понижении (рис. 7, а) и повышении (рис. 7, б) уровня E напряжения электропитания. При простейшем ШИП последовательность импульсов управления КУМ формируется по результату сравнения опорного симметричного пилообразного напряжения U_{Π} с разностным сигналом U_p , формируемым как разность опорного напряжения U_0 и сигнала обратной связи по току дросселя:

$$U_p(t) = U_0 + \beta_T K_T i_L(t).$$

Длительность импульсов напряжения V на выходе КУМ определяется сигналом с ШИМ:

$$V_{\text{ШИМ}}(t) = 0.5 + \text{sign}[U_p(t) - U_{\Pi}(t)]/2.$$

Амплитуда импульсов V практически равна напряжению электропитания E , которое определяет коэффициент передачи КУМ $K_0 = E/U_{\Pi\text{max}}$.

За счет глубокой ОС по выходному току в условиях постоянной нагрузки изменение напряжения E не сказывается на низкочастотной составляющей тока дросселя, но значительно влияет на его высокочастотные составляющие. С увеличением E (рис. 7, б) возрастает скорость изменения $i_L(t)$ во время импульса, что может приводить к режиму ВЧ-возбуждения (для $E=E_4$, рис. 7, б). В таком режиме частота переключений КУМ определяется главным образом гистерезисом компаратора в составе ШИП и можеткратно превышать тактовую частоту опорного напряжения $U_{\Pi}(t)$.

Режим ВЧ-возбуждения является недопустимым для КПН устройств силового электропитания и его исключение требует корректировки глубины ОСТ.

Проведение исследования КПН с ОСТ подтверждают, что даже при выполнении условий исключения режима ВЧ-возбуждения глубина ОС такого типа может быть принципиально (более чем на 20 дБ) выше, чем при ОСН. Выделенное обстоятельство открывает возможности использования комбинированных цепей ОС по току дросселя ФНЧ и по выходному напряжению. Именно такой подход является наиболее предпочтительным для использования в устройствах силового электропитания.

Особенности применения комбинированной обратной связи в КПН. Исходя из по-

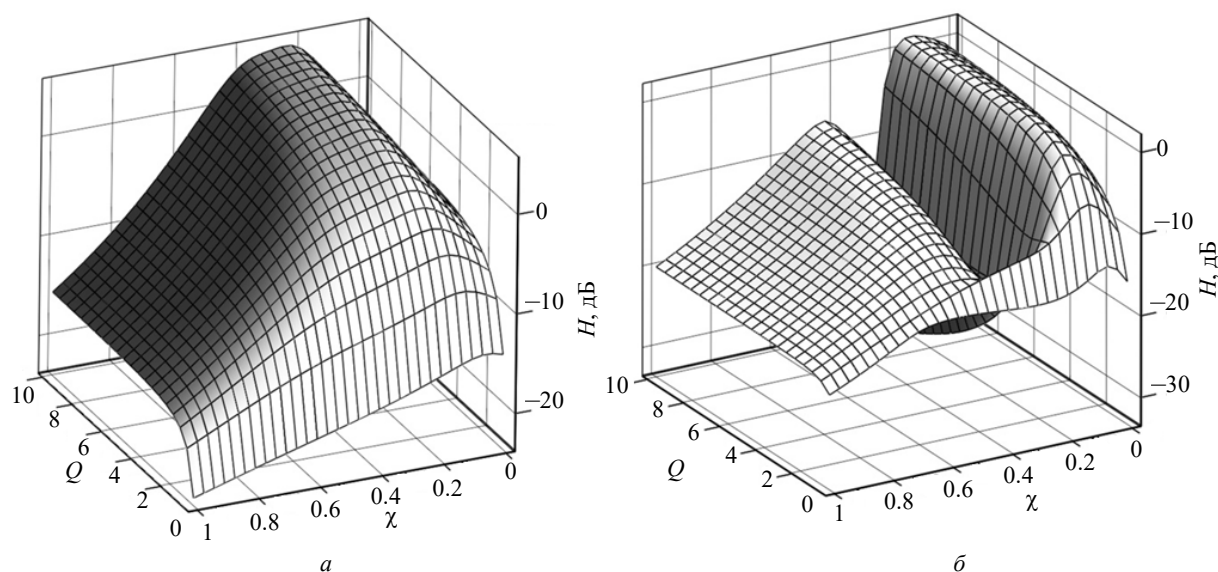


Рис. 8. Зависимость коэффициента передачи КРН от нормированной частоты χ и добротности Q ФНЧ при ОСН (а) и ОСТ (б) для соотношения $\chi_0 = 0.3$

Fig. 8. The dependence coefficient of transfer KRN on rated frequency χ and quality factor Q of the low-pass filter at FBU (a) and FBI (b) for a ratio $\chi_0 = 0.3$

лученных ранее зависимостей предельной глубины обратной связи (4) и (10) определим частотные зависимости коэффициента передачи КРН H , охваченного обратной связью по напряжению (рис. 8, а) и обратной связью по току (рис. 8, б), от добротности выходного ФНЧ при соотношении резонансной частоты ФНЧ к тактовой частоте ШИМ 0.3. Как видно из полученных графиков, подавление более 10 дБ внешних возмущений в области нижних частот возможно только при малых добротностях ФНЧ, при этом КРН с ОСН демонстрирует подчеркивание составляющих внешнего воздействия попадающих в область резонанса ФНЧ, тогда как КРН с ОСТ, обеспечивая на 5...10 дБ больший уровень подавления в области нижних частот, позволяет достичь 30 дБ подавления составляющих в области резонанса ФНЧ, обусловленного ростом глубины обратной связи вследствие подъема АЧХ по току (см. рис. 5).

В устройствах силового электропитания должны обеспечиваться два режима работы: режим стабилизации и ограничения напряжения и режим стабилизации и ограничения тока. Соответственно, первый режим реализуется с использованием ОС по напряжению, а второй – ОС по току. Назначение режима стабилизации выходного напряжения непосредственно связа-

но с ограничением ненормированных превышений напряжения силового электропитания на нагрузке или со стабилизацией и регулированием мощности. В свою очередь, режим ограничения тока предназначен для исключения перегрузки КРН при ненормированном увеличении тока потребления либо для обеспечения плавного включения и изменения уровня напряжения при наличии существенного емкостного фильтра в шинах силового электропитания.

Реализация выделенных режимов КРН в рамках компенсационных методов связана с использованием комбинированной обратной связи. Возможные варианты выполнения комбинации обратных связей по напряжению и току представлены на рис. 9.

Основной задачей комбинированной ОС в КРН является разделение режимов стабилизации напряжения и ограничение выходного тока при применении порогового компенсационного метода. В соответствии с первым вариантом реализации для разделения режимов работы используется фактор увеличения глубины ОСТ с уменьшением сопротивления нагрузки. При этом для значений тока дросселя ниже номинального $I_L < I_H$ глубина ОСН доминирует, что соответствует режиму относительной стабилизации U_H . Причем в режимах, близ-

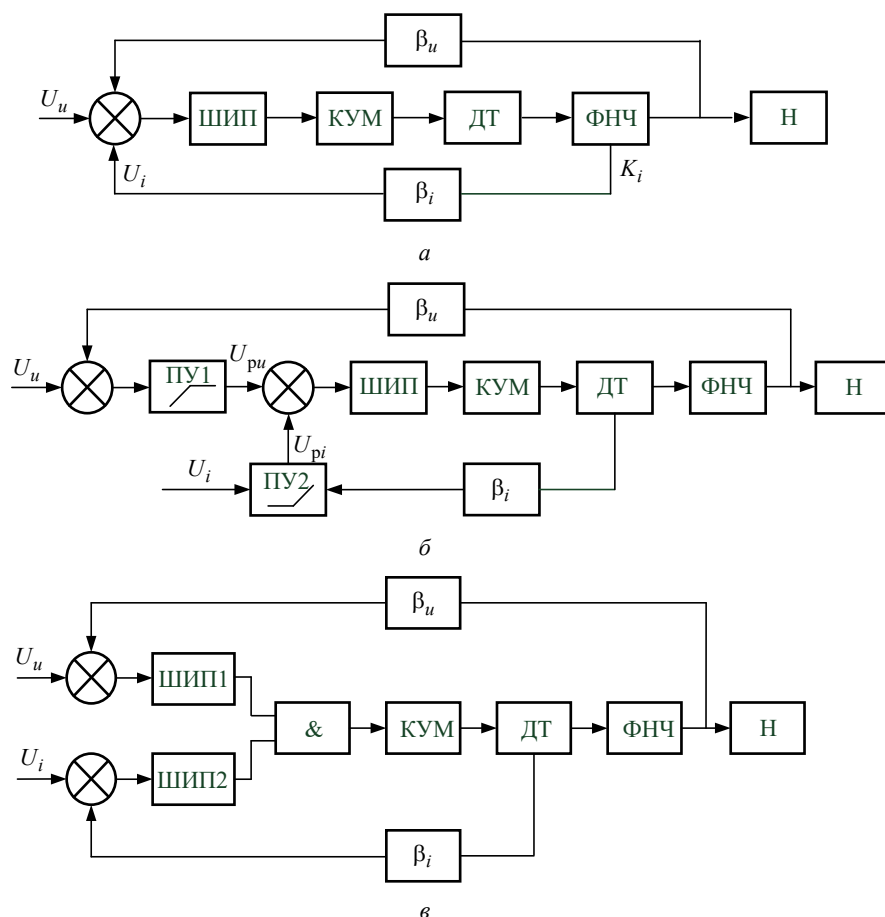


Рис. 9. Схема КПП с комбинированной обратной связью по току и напряжению ФНЧ:
а – суммарная результирующая ОС; б – суммарная пороговая ОС; в – пороговая ОС с логическим сумматором

Fig. 9. A scheme of SVC with the combined feedback depth on current and tension of the low-pass filter:
а – a total resultant of FB, б – total threshold FB, в – threshold FB with the logical adder

ких к холостому ходу, глубина ОС по току практически отсутствует, а при увеличении тока нагрузки влияние ОСТ возрастает, что приводит к некоторому понижению выходного напряжения.

При превышении величины I_L номинального значения глубина ОСТ становится соизмерима с глубиной ОСН и начинает доминировать при достижении максимально допустимого значения $I_{\max}$. Как правило, в этих условиях значения $I_{\max}$ может кратно (в 2, 3 раза) превосходить номинальную величину I_H , а с увеличением тока до $I_{\max}$ выходное напряжение может изменяться на 20–30 %.

Существенно уменьшить граничную область между режимом стабилизации напряжения и режимом ограничения выходного тока позволяет переход к пороговым схемам переда-

чи разностных сигналов по напряжению u_{pu} и току u_{pi} с использованием двух уровней опорных сигналов U_u и U_i :

$$u_{pu} = U_u - \beta_u U_H; u_{pi} = U_i - \beta_i V,$$

где V – низкочастотная составляющая импульсного напряжения КУМ; $U_H = \dot{K}_\phi V$ – выходное напряжение ФНЧ.

Таким образом, реализован второй вариант выполнения комбинированной ОС (рис. 9, б), где в цепи передачи разностных сигналов к результирующему сумматору на входе ШИП включены пороговые усилители ПУ1 и ПУ2. При этом выполняются пороговые соотношения следующего вида:

$$u_{pu} = \begin{cases} (U_u - \beta_u U_H) K_1, & \text{при } (U_u - \beta_u U_H) < U_{п1}, \\ U_{п1}, & \text{при } (U_u - \beta_u U_H) > U_{п1}; \end{cases} \quad (11)$$

$$u_{pu} = \begin{cases} (U_i - K_i \beta_i i_L) K_2, & \text{при } K_i \beta_i i_L > U_i; \\ 0, & \text{при } K_i \beta_i i_L < U_i, \end{cases} \quad (12)$$

где K_1 и K_2 – коэффициенты передачи пороговых усилителей ПУ1, ПУ2 (при дальнейшем рассмотрении коэффициенты передачи могут быть пересчитаны в коэффициенты β_u , β_i и условно приняты равными 1).

Наиболее простым образом может быть реализована суммарная результирующая ОС (рис. 9, а), где разностный сигнал формируется как результат суммирования опорного канала U и отрицательных сигналов с выходов цепей ОС по напряжению и току с соответствующими коэффициентами передачи β_u и β_i . В результате уравнение комбинированной ОС по напряжению V_H и току ФНЧ может быть записано в следующем виде:

$$(U - \beta_u V_H \dot{K}_\Phi - \beta_i \dot{Y}_\Phi V_H) \dot{K}_\Psi K_0 = V_H, \quad (13)$$

где K_Φ и Y_Φ – входная проводимость и коэффициент передачи по напряжению ФНЧ.

Соответственно, выражение для коэффициента передачи КППН с комбинированной обратной связью такого вида определяется выражением

$$K_{OC} = \dot{K}_\Psi K_0 / [1 + \dot{K}_\Psi K_0 (\beta_u \dot{K}_\Phi - \beta_i \dot{Y}_\Phi)].$$

В результате с учетом коэффициента передачи

$$\dot{K}_\Phi = \frac{[1 - (\chi_c)^2] - j(\chi_c Q)}{[1 - \chi_c^2]^2 + (\chi_c Q)^2}$$

и входной проводимости $\dot{Y}_\Phi$ (5) запишем знаменатель выражения (13) в виде комплексного соотношения

$$\dot{F} = 1 + \beta_u \dot{K}_\Psi K_0 (a + jb)/d,$$

где $a = 1 - (\Omega/\Omega_0)^2 - \beta'_i/\beta_u$; $b = (\chi_c Q) \times [1 + \beta'_i/\beta_u (Q^2 - \chi_c^2 Q^2 - 1)]$; $d = [1 - \chi_c^2]^2 + (\chi_c Q)^2$; $\beta'_i = K_i \beta_i / R$ – приведенный коэффициент ОС по току для сопротивления нагрузки R .

Далее проведем оценку устойчивости комбинированной обратной связи КППН по наиболее значимому критерию возбуждения на полутактовой частоте при $\Omega = \omega/2$. В этом случае фазовое условие $\text{Im}(\dot{F}) = 0$ выполняется при комплексно-сопряженном коэффициенте $\dot{K}_\Psi$, равном

$$\dot{K}_\Psi = -(a - jb) / \sqrt{a^2 + b^2}.$$

Соответственно, амплитудное условие возбуждения $\text{Re}(\dot{F}) = 0$ сводится к решению следующего соотношения: $1 - K_0 \beta_u \sqrt{a^2 + b^2} / d = 0$, откуда для $\Omega = \omega/2$ определим максимально допустимое значение коэффициента петлевого усиления по напряжению для отношения коэффициентов ОС по току β'_i и напряжению β_u :

$$F_{кр} = \max [K_0 \beta_u] = \frac{\left[1 - \left(\frac{1}{2\chi_c}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{1}{2\chi_c Q}\right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{1}{2\chi_0}\right)^2 + \frac{\beta'_i}{\beta_u}\right]^2 + \left(\frac{1}{2\chi_0 Q}\right)^2 \left\{1 + \frac{\beta'_i}{\beta_u} \left[Q^2 - \left(\frac{1}{2\chi_0}\right)^2 - 1\right]\right\}^2}}.$$

Таким образом, результирующая глубина ОС может быть приведена к следующему виду:

$$F(\Omega) = 1 + \frac{\sqrt{\left[1 - (\chi_c)^2 + \frac{\beta'_i}{\beta_u}\right]^2 + \left[\frac{\Omega}{\Omega_0 Q} + \frac{\beta'_i}{\beta_u} \left(\chi_c Q + \chi_c^3 Q - \frac{\chi_c}{Q}\right)\right]^2}}{[1 - \chi_c^2]^2 + \left(\frac{\chi_c}{Q}\right)^2} + F_{кр}.$$

Соответственно, для статических условий при $\Omega = 0$ значения величины K_{OC} приводятся к виду

$$K_{oc} = K_0 / [1 - F_{кр} (1 + \beta'_i/\beta_u)] = K_0 / [1 - F_{кр} (1 + K_i \beta_i / (\beta_u R))]. \quad (14)$$

Зависимость результирующей глубины обратной связи F в полосе частот нормированной на собственную частоту ФНЧ и добротности ФНЧ для различных отношений β_i/β_u , равных 0.1 и 0.5, представлены зависимостями на трехмерных графиках (рис. 10) для соотноше-

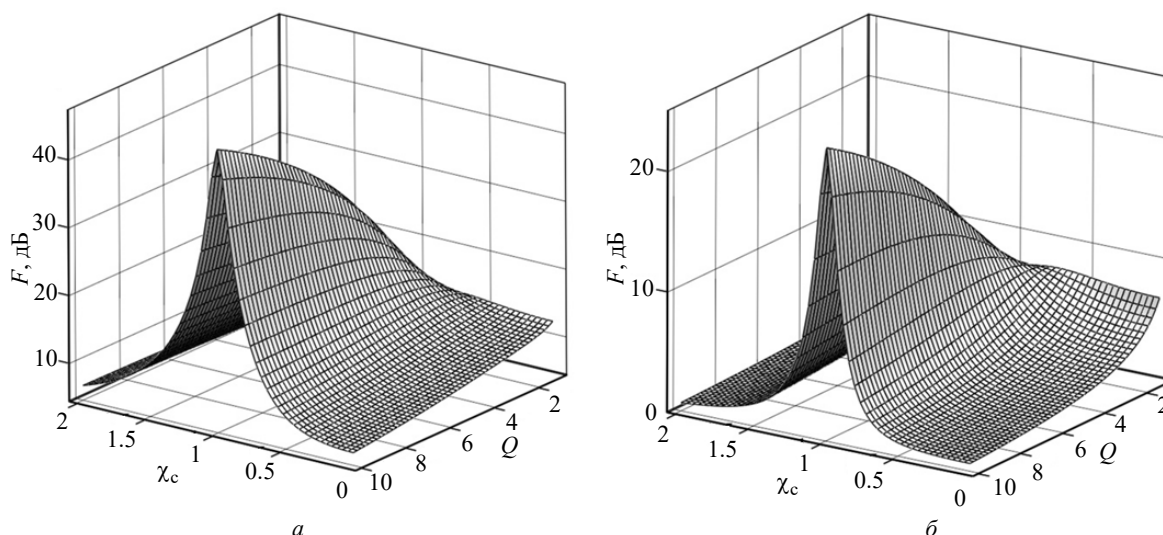


Рис. 10. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ_c и добротности Q ФНЧ при β_i/β_u : а – 0.1; б – 0.5

Fig. 10. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ_c and quality factor Q of the low-pass filter at a ratio of β_i/β_u : а – 0.1; б – 0.5

ния частот $\chi_0 = 0.3$. Из приведенных соотношений и графических зависимостей следует, что с ростом относительной глубины ОСТ возрастает значение $F_{кр}$ в области собственной резонансной частоты ФНЧ и, соответственно, повышается значение максимальной глубины ОСН. Однако при этом согласно (14) усиливается зависимость $K_{ОС}$ от изменения нагрузки, что существенно ухудшает стабильность выходного напряжения.

Необходимо учитывать, что с ростом R_H и, соответственно, добротности Q ФНЧ пропорционально уменьшается глубина ОСТ и в режимах, близких к холостому ходу, устойчивость КПН и стабилизация выходного напряжения полностью определяется ОСН.

Переходя к рассмотрению порогового варианта комбинированной ОС (рис. 9, б), следует отметить, что разделение режимов стабилизации напряжения и ограничения тока практически исключают положительный эффект от совместного формирования результирующего разностного сигнала в номинальном режиме работы. При уровне тока дросселя, соответствующего условию $i_L < U_i / (K_i \beta_i)$, разностный сигнал $u_{pi} \neq 0$ и не влияет на режим стабилизации

напряжения, при котором выполняется условие (11). В свою очередь, при формировании весьма малой величины $u_{pi} = u_{lpi}$ имеет место резкий переход в режим ограничения тока, обусловленный ограничением (12):

$$u_{pu} = U_u, \text{ при } U_{lpi} = U_u / (K_0 K_{\phi} \beta_u) < U_i.$$

Таким образом, переходная область совместного действия ОС по напряжению и току ограничивается весьма малым диапазоном изменения тока:

$$U_i - U_u / (K_0 K_{\phi} \beta_u) > i_L > U_i / (K_i \beta_i).$$

В свою очередь, границы перехода от режима стабилизации напряжения к ограничению тока дросселя могут характеризоваться соотношением изменения максимального тока I_{max} к номинальному значению I_H на уровне $I_{max}/I_H = 1.2 \dots 1.3$. При этом в диапазоне изменения тока нагрузки до I_H сохраняется стабильность выходного напряжения КПН.

Аналогичным образом осуществляется разделение режимов работы КПН при комбинированной обратной связи (рис. 9, в) с логическим суммированием импульсных сигналов ШИП с ОС по напряжению и току. В этом случае практически отсутствует граничная область между режимом стабилизации напряжения и ограничения тока.

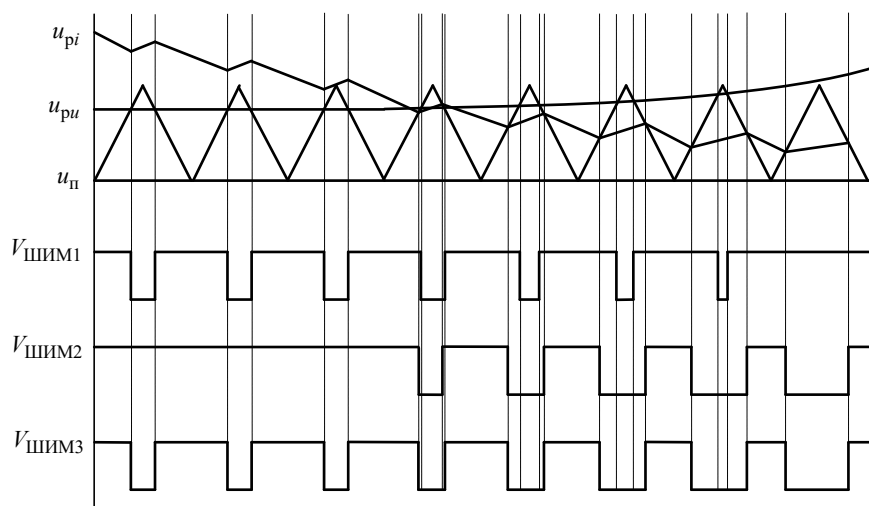


Рис. 11. Временная диаграмма сложения сигналов ШИМ ОС по току ($V_{ШИМ2}$) и напряжению ($V_{ШИМ1}$)

Fig. 11. A temporal diagram of adding PWM FBU and FBI signals

Временные диаграммы, поясняющие логическое суммирование ШИМ сигналов при пороговых ОС по току и напряжению, иллюстрируются на рис. 11. При формировании модулированных импульсов ШИМ1 и ШИМ2 по результату сравнения разностных сигналов u_{pu} и u_{pi} с опорным пилообразным напряжением $u_{п}$ формируется результирующий ШИМ-сигнал: $V_{ШИМ} = V_{ШИМ1} \& V_{ШИМ2}$. При этом четко реализуется разграничение режимов действия ОС по напряжению и току, где переходная зона может быть обусловлена только наличием ВЧ-составляющих тока дросселя.

Анализ особенностей реализации комбинированной ОС порогового типа подтверждает практическое отсутствие совместного действия ОС по напряжению и току вследствие ограничения переходной зоны режимов работы. При этом не используется фактор увеличения глубины ОС, присущий суммарной результирующей ОС по току дросселя и выходному напряжению ФНЧ.

Действие этого фактора может быть восстановлено посредством исключения порогового устройства в цепи ОС по току. При этом наличие порогового устройства по разностному сигналу u_{pu} является достаточным для минимизации переходной зоны в условиях сохранения комбинированной ОС во всем диапазоне изменения тока дросселя до I_H .

Последний вариант пороговой ОС соответствует действию метода компенсации согласно суммарной результирующей ОС для $i_L < I_H$ при переходе в режим ограничения для $i < I_{\max} = (1.2 \dots 1.3) I_H$.

Заключение. Проведенное исследование глубины обратной связи в ключевых регуляторах напряжения, ограниченной проникновением высокочастотных составляющих в тракт формирования ШИМ-сигнала и его задержкой, обусловленные особенностями работы конечного каскада КУМ, демонстрирует, что предельное значение глубины ОСН при типовых параметрах схемы не превышает 12 дБ, тогда как глубина ОСТ дросселя ФНЧ может быть принципиально (более чем на 20 дБ) выше. При этом, реализация режимов стабилизации напряжения и ограничения выходного тока для обеспечения надежной работы в пусковых режимах и режимах перегрузки возможна только при применении комбинированной ОС. Из рассмотренных в статье вариантов выполнения комбинации обратных связей по напряжению и току особого внимания заслуживает режим пороговой ОСН в сочетании с линейной ОСТ, который может быть рекомендован для реализации КПН, функционирующих в условиях наличия динамических факторов изменения нагрузки и напряжения объектовой сети.

Список литературы

1. Алексанян А. А., Никитин К. К., Плюснин В. Н. Устойчивость усилителей класса D // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1981. Т. 24. С. 87–88.
2. A class D switching power amplifier with high efficiency and wide bandwidth by dual feedback loops / J. H. Jeong, H. H. Seong, J. H. Yi, G. H. Cho // Proc., of Intern. Conf. on Consumer Electronics. Rosemont, IL, USA. 1995. P. 428–429. doi: 10.1109/ICCE.1995.518049
3. Артым А. Д., Филин В. А. Эквивалентные частотные характеристики усилителя в режиме класса D с отрицательной ОС // Радиотехника. 1981. № 9. С. 44–46.
4. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1975. 768 с.
5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь. 1986. 460 с.
6. Александров В. А., Маркова Л. В., Смирнов В. А., Казаков Ю. В. Анализ результатов разработки энергетически эффективных широкополосных гидроакустических передающих устройств для звукоподводной связи // Гидроакустика. 2017. № 4(32). С. 56–64.
7. Алексанян А. А., Галахов В. А., Перликов А. М. Расчет длительностей импульсных процессов в усилителях с адаптивной широтно-импульсной модуляцией // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1979. № 9. С. 48–51.
8. Полов К. П. К исследованию устойчивости усилителя в режиме D с обратной связью // Радиотехника. 1974. № 1. С. 79–82.
9. Suci I., Ogrutan P. L., Pana G. Comparison between the current feedback amplifier and the modern voltage feedback amplifier. IEEE 21st Intern. Symp. for Design and Technology in Electronic Packaging. Piscataway: IEEE, 2015. P. 249–252. doi: 10.1109/SDTME.2015.7342334
10. Александров В. А., Алексанян А. А., Галахов В. А. Устойчивость усилителей с широтно-импульсной модуляцией // Развитие и внедрение новой техники радиоприемных устройств: тр. Всерос. науч.-тех. конф. М.: Радио и связь, 1985. С. 97.
11. Александров В. А., Казаков Ю. В., Киселев П. А. Способ динамического ограничения выходного тока усилителя класса D // Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики: тр. 12-й Всерос. конф. СПб.: Наука, 2014. С. 121–123.
12. Форсайт Дж., Малкольм М., Моулер К. Машинные методы математических вычислений / пер. с англ. Х. Д. Икрамовой. М.: Мир, 1980. 280 с.
13. Игнатъев К. В., Казаков Ю. В., Маркова Л. В. Особенности применения обратной связи в ключевых усилителях с широтно-импульсной модуляцией // Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики: Тр. XIV Всерос. конф. СПб.: ЛЕМА, 2018. С. 131–133

Информация об авторах

Александров Владимир Александрович – доктор технических наук (2017), старший научный сотрудник (1994), начальник научно-исследовательской лаборатории АО «Концерн "Океанприбор"». Автор 38 научных работ и более 150 патентов на изобретения. Сфера научных интересов – теория и практика создания ключевых усилителей гидроакустических передающих устройств.

Адрес: АО «Концерн "Океанприбор"», пр. Чкаловский, д. 46, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: info@niibriz.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3418-6953>

Калашников Сергей Александрович – старший научный сотрудник научно-исследовательского сектора, аспирант базовой кафедры АО «Концерн "Океанприбор"». Автор 19 научных работ и 8 патентов на изобретения. Сфера научных интересов – силовая электроника для задач гидроакустики.

Адрес: АО «Концерн "Океанприбор"», пр. Чкаловский, д. 46, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: KalashnikovSA@inbox.ru

Маркова Любовь Васильевна – инженер 1-й категории АО «Концерн "Океанприбор"», аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; генераторные устройства; усилители мощности.

Адрес: АО «Концерн "Океанприбор"», пр. Чкаловский, д. 46, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: ljubvblinva@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3328-0219>

References

1. Aleksanyan A. A., Nikitin K. K., Plyusnin V. N. Stability of Class D Amplifiers. News of Universities of the USSR. Radioelectronics. 1981, vol. 24, pp. 87–88. (In Russ.)
2. Jeong J. H., Seong H. H., Yi J. H., Cho G. H. A Class D Switching Power Amplifier with High Efficiency and Wide Bandwidth by Dual Feedback Loops. Proc. of Intern.

Conf. on Consumer Electronics, Rosemont, IL, USA. 1995, pp. 428–429. doi: 10.1109/ICCE.1995.518049

3. Artym A. D., Filin V. A. Equivalent Frequency Characteristics of an Amplifier in Class D Mode with Negative Feedback. *Radio Engineering*. 1981, no. 9, pp. 44–46. (In Russ.)

4. Besekerskii V. A., Popov E. P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* [Theory of Automatic Control Systems]. Moscow, *Nauka*, 1975, 768 p. (In Russ.)

5. Gonorovskii I. S. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio Circuits and Signals]. Moscow, Radio and Communications, 1986, 460 p. (In Russ.)

6. Aleksandrov V. A., Markova L. V., Smirnov V. A., Kazakov Y. V. Analysis of Results of Development of Energy Efficient Broadband Hydroacoustic Transmitting Devices for Sound Underwater Communications. *Hydroacoustics*. 2017, no. 32 (4), pp. 56–64. (In Russ.)

7. Aleksanyan A. A., Galakhov V. A., Pershikov A. M. Calculation of Pulse Process Durations in Amplifiers with Adaptive Pulse Width Modulation. *News of Universities of the USSR. Radioelectronics*. 1979, no. 9, pp. 48–51. (In Russ.)

8. Polov K. P. To The Study of the Stability of the Amplifier in the D Mode with Feedback. *Radio Engineering*. 1974, no. 1, pp. 79–82. (In Russ.)

9. Suciu I., Ogrutan P. L., Pana G. Comparison Between the Current Feedback Amplifier and the Modern Voltage Feedback Amplifier. *IEEE 21st Intern. Symp. for Design and Technology in Electronic Packaging*. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 249–252. doi: 10.1109/SITME.2015.7342334

10. Alexandrov V. A., Aleksanyan A. A., Galakhov V. A. Stability of Amplifiers with Pulse-Width Modulation. Development and Introduction of New Technology of Radio Receiving Devices. *Proc. of the All-Russian Scientific and Technical Conf. Moscow, Radio i Svyaz'*, 1985, p. 97. (In Russ.)

11. Alexandrov V. A., Kazakov Yu. V., Kiselev P. A. Method of Dynamic Limitation of the Output Current of a Class D Amplifier. *Applied Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics*. *Proc. of 12th All-Russian Conf. St Petersburg, Nauka*, 2014, pp. 121–123. (In Russ.)

12. Foresight J., Malcolm M., Moler C. *Computer Methods for Mathematical Computations*. Transl. by H. D. Ikramova. Moscow, *Mir*, 1980, 280 p. (In Russ.)

13. Ignatiev K. V., Kazakov Yu. V., Markova L. V. Features of Use of Feedback Key Amplifiers with Pulse-Width Modulation. *Advanced Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics*. *Proc. of the XIV All-Russian Conf. SPb., LEMA*, 2018, pp. 131–133. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir A. Alexandrov, Dr Sci. (Eng.) (2017), Senior Researcher (1994), Head of Research Laboratory of JSC Concern Okeanpribor. The author of 38 scientific publications and more than 150 patents for inventions. Area of expertise: development of key amplifiers of sonar transmitting devices.

Address: JSC Concern Okeanpribor, 46, Chkalovskii Pr., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: info@niibriz.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3418-6953>

Sergey A. Kalashnikov, Senior Researcher of Research sector, Postgraduate Student at the Basic Department of JSC Concern Okeanpribor. The author of 19 scientific publications and 8 patents for inventions. Area of expertise: power electronics for hydro acoustics problems.

Address: JSC Concern Okeanpribor, 46, Chkalovskii Pr., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: KalashnikovSA@inbox.ru

Lyubov V. Markova, Engineer of the 1st category of JSC Concern Okeanpribor, Postgraduate Student at the Department of Radio Communications and Broadcasting of the St. Petersburg State University of Telecommunications named after Prof. M. A. Bonch-Bruевич. The author of 17 scientific publications. Area of expertise: radio engineering, generator devices, power amplifiers.

Address: JSC Concern Okeanpribor, 46, Chkalovskii Pr., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: ljubvblinva@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3328-0219>