

Литература

1. Савчук А.В. Синхронизация текущего времени: Протокол сетевого времени / А.В. Савчук, В.Н. Шапошников, И.П. Черняк // Зв'язок. – 2007. – №6. – С.10-15.
2. Савчук А.В. Синхронизация текущего времени: Протокол прецизионного времени / А.В. Савчук, В.Н. Шапошников, И.П. Черняк // Зв'язок. – 2008. – №2. – С.28-33.
3. Нетес В.А. Ethernet операторского класса / В.А. Нетес // Вестник связи. – 2010. – №11.
4. Вакась В. И. Сравнительный анализ протоколов временной синхронизации для сетей нового поколения (NGN) / В.И. Вакась, И.П. Черняк // 19-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009). – Материалы конф. – Севастополь: Вебер. – 2009. – С.289-290.
5. Вакась В. И. Синхронизация базовых станций мобильной связи в транспортном окружении сети IP/MPLS / В.И. Вакась, И.П. Черняк // 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010). – Материалы конф. – Севастополь: Вебер. – 2010. – С.335-336.
6. Вакась В. И. Синхронизация базовых станций при внедрении технологий IP-сетей / В.И. Вакась, И.П. Черняк // 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). – Материалы конф. – Севастополь: Вебер. – 2011. – С.374 -375.

УДК 621.316.722.1.

Зайцев Г. Ф., д.т.н.; Лысенко Д.А., асп.; Булгач Т.В., асп.; Градобоева Н.В., к.т.н.
(Государственный университет информационно-коммуникационных технологий)

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АНАЛОГОВОГО КОМБИНИРОВАННОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С АСТАТИЗМОМ ВТОРОГО ПОРЯДКА. АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СТАБИЛИЗАТОРА

Зайцев Г.Ф., Лысенко Д.А., Булгач Т.В., Градобоева Н.В. Математична модель аналогового комбінованого стабілізатора напруги з астатизмом другого порядку. Аналіз динамічних характеристик стабілізатора. Побудована математична модель аналогового комбінованого стабілізатора напруги з астатизмом другого порядку. Виконано аналіз помилок стабілізації при різних законах зміни відхилення вхідної напруги від номінальної і показано, що стабілізатор з астатизмом другого порядку має більш високу точність стабілізації напруги у зрівнянні з традиційним статичним стабілізатором і стабілізатором з астатизмом першого порядку.

Ключові слова: СТАБІЛІЗАТОР НАПРУГИ, АСТАТИЗМ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ

Зайцев Г.Ф., Лысенко Д.А., Булгач Т.В., Градобоева Н.В. Математическая модель аналогового комбинированного стабилизатора напряжения с астатизмом второго порядка. Анализ динамических характеристик стабилизатора. Построена математическая модель аналогового комбинированного стабилизатора напряжения с астатизмом второго порядка. Выполнен анализ ошибок стабилизации при различных законах изменения отклонения входного напряжения от номинального и показано, что стабилизатор с астатизмом второго порядка обладает более высокой точностью стабилизации напряжения по сравнению с традиционным статическим стабилизатором и стабилизатором с астатизмом первого порядка.

Ключевые слова: СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ, АСТАТИЗМ, МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Zaitsev H.F., Lysenko D. O., Bulhach T. V., Hradoboieva N. V. Mathematical model of combined analog voltage stabilizer with the astatism of second order. Analysis of the dynamic characteristics of stabilizer. The mathematical model of combined analog voltage stabilizer with an astatism of second order is constructed. The analysis of the errors stabilization under the different laws of deviations between input voltage and nominal is carried out, and it is proved that the uninterrupted stabilizer with the astatism of second order has more high accuracy of stabilization comparatively with the traditional static stabilizer and the stabilizer with astatizm of first order.

Key words: VOLTAGE STABILIZER, ASTATISM, MATHEMATICAL MODEL

1. Математическая модель аналогового комбинированного стабилизатора напряжения с астатизмом второго порядка. Математическая модель аналогового комбинированного стабилизатора напряжения с разомкнутой связью по отклонению входного напряжения с астатизмом второго порядка (рис. 1) отличается от математической

Подставив полученное выражение в правую часть (2), получим:

$$[1 + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} K_{\text{И}}(p) U_{\text{BX.H}}] \Delta U(p) = \beta [k_0 - k_{\text{Л1}} k_{\text{Y2}} K_{\text{Д}}(p) K_{\text{И}}(p) \beta_1 U_{\text{BX.H}}] \Delta U_{\text{BX}}(p) + \beta k_{\text{Л2}} U_{\text{BX.H}} \Delta R_{\text{H}},$$

откуда $\Delta U(p) = \Delta U_{\text{U}}(p) + \Delta U_{\text{R}}(p)$, где $\Delta U_{\text{U}}(p) = \frac{\beta [k_0 - k_{\text{Л1}} k_{\text{Y2}} K_{\text{Д}}(p) K_{\text{И}}(p) \beta_1 U_{\text{BX.H}}] \Delta U_{\text{BX}}(p)}{1 + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} K_{\text{И}}(p) U_{\text{BX.H}}}$,

или, подставив значения $K_{\text{И}}(p) = \frac{k_{\text{И}}}{p}$ и $K_{\text{Д}}(p) = \frac{\tau p}{Tp + 1}$, получим:

– составляющая напряжения рассогласования, вызываемая ΔU_{BX} :

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{U}}(p) &= \frac{\beta \left[k_0 - k_{\text{Л1}} k_{\text{Y2}} \frac{\tau p}{Tp + 1} \frac{k_{\text{И}}}{p} \beta_1 U_{\text{BX.H}} \right] p}{p + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}}} \Delta U_{\text{BX}}(p) = \\ &= \frac{[(Tp + 1)\beta k_0 - \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y2}} \tau k_{\text{И}} \beta_1 U_{\text{BX.H}}] p}{[p + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}}](Tp + 1)} \Delta U_{\text{BX}}(p) = \\ &= \frac{T\beta k_0 p^2 + \beta (k_0 - k_{\text{Л1}} k_{\text{Y2}} \tau k_{\text{И}} \beta_1 U_{\text{BX.H}}) p}{Tp^2 + (T\beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}} + 1) p + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}}} \Delta U_{\text{BX}}(p); \end{aligned} \quad (3)$$

– составляющая напряжения рассогласования, вызываемая ΔR_{H} :

$$\Delta U_{\text{R}}(p) = \frac{\beta k_{\text{Л2}} U_{\text{BX.H}} \Delta R_{\text{H}}(p)}{1 + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} \frac{k_{\text{И}}}{p} U_{\text{BX.H}}} = \frac{\beta k_{\text{Л2}} U_{\text{BX.H}} p}{p + \beta k_{\text{Л2}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}}} \Delta R_{\text{H}}(p); \quad (4)$$

В соответствии с (3) и (4) передаточные функции, связывающие $\Delta U_{\text{U}}(p)$ с $\Delta U_{\text{BX}}(p)$ и $\Delta U_{\text{R}}(p)$ с $\Delta R_{\text{H}}(p)$, соответственно имеют вид:

$$K_{\Delta U, U}(p) = \frac{\Delta U_{\text{U}}(p)}{\Delta U_{\text{BX}}(p)} = \frac{T\beta k_0 p^2 + \beta (k_0 - k_{\text{Л1}} k_{\text{Y2}} \tau k_{\text{И}} \beta_1 U_{\text{BX.H}}) p}{Tp^2 + (T\beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}} + 1) p + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}}}; \quad (5)$$

$$K_{\Delta U, R}(p) = \frac{\Delta U_{\text{R}}(p)}{\Delta R_{\text{H}}(p)} = \frac{\beta k_{\text{Л2}} U_{\text{BX.H}} p}{p + \beta k_{\text{Л2}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}}}. \quad (6)$$

Как видно из (5), стабилизатор со связью по ΔU_{BX} в общем случае (при произвольных значениях параметров связи по ΔU_{BX} , в частности коэффициента усиления k_{Y2}) также, как и без связи [3] имеет астатизм первого порядка. Однако с помощью введения связи по ΔU_{BX} имеется возможность повышения порядка астатизма с первого до второго. Условием повышения порядка астатизма является выражение:

$$k_0 - k_{\text{Л1}} k_{\text{Y2}} \tau k_{\text{И}} \beta_1 U_{\text{BX.H}} = 0, \quad (7)$$

откуда определяется коэффициент

$$k_{\text{Y2}} = \frac{k_0}{k_{\text{Л1}} \tau k_{\text{И}} \beta_1 U_{\text{BX.H}}}. \quad (8)$$

При выполнении условия (7) передаточная функция $K_{\Delta U, U}(p)$ принимает вид

$$K_{\Delta U, U}(p) = \frac{\Delta U_{\text{U}}(p)}{\Delta U_{\text{BX}}(p)} = \frac{T\beta k_0 p^2}{Tp^2 + (T\beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}} + 1) p + \beta k_{\text{Л1}} k_{\text{Y1}} k_{\text{И}} U_{\text{BX.H}}}, \quad (9)$$

т.е. – стабилизатор представляет систему с астатизмом второго порядка.

Поскольку в стабилизаторе напряжения (рис.1) разомкнутая связь введена по ΔU_{BX} , то она не влияет на передаточную функцию стабилизатора $K_{\Delta U, R}(p)$, связывающего напряжение рассогласования ΔU_{R} с отклонением ΔR_{H} сопротивления нагрузки.

2. Расчет напряжений рассогласования стабилизатора. Напряжение рассогласования стабилизатора ΔU_U в установившемся режиме согласно теореме операционного исчисления определяется выражением:

$$\Delta U = \lim_{p \rightarrow 0} p \Delta U_U(p). \quad (10)$$

Подставив в (10) значение ΔU_U из (9), получим:

$$\Delta U = \lim_{p \rightarrow 0} p K_{\Delta U, U}(p) \Delta U_{BX}(p). \quad (11)$$

При изменении отклонения входного напряжения по ступенчатому закону $\Delta U_{BX} = \Delta U_{BX.O}$ напряжение рассогласования в установившемся режиме получим, если в формулу (11) подставим значение изображения возмущающего воздействия $\Delta U_{BX}(p) = L\{\Delta U_{BX.O}\} = \frac{\Delta U_{BX.O}}{p}$ и значение передаточной функции стабилизатора из (9)

$$\Delta U_U = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{T \beta k_0 p^2}{Tp^2 + (T \beta k_{Л1} k_{У1} k_{И} U_{BX.H} + 1) p + \beta k_{Л1} k_{У1} k_{И} U_{BX.H}} \frac{\Delta U_{BX.O}}{p} = 0, \quad (12)$$

т.е. напряжения рассогласования стабилизатора при ступенчатом изменении ΔU_{BX} равно нулю. Напомним что в статическом стабилизаторе при этом возникает напряжение рассогласования, пропорциональное $\Delta U_{BX.O}$.

Если ΔU_{BX} изменяется по линейному закону $\Delta U_{BX}(t) = \alpha_1 t$, то динамическую ошибку (напряжение рассогласования) стабилизатора получим, подставив в (11) изображение возмущающего воздействия $\Delta U_{BX}(p) = L\{\alpha_1 t\} = \alpha_1 / p^2$:

$$\Delta U = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{T \beta k_0 p^2}{Tp^2 + (T \beta k_{Л1} k_{У1} k_{И} U_{BX} + 1) p + \beta k_{Л1} k_{У1} k_{И} U_{BX.H}} \cdot \frac{\alpha_1}{p^2} = 0, \quad (13)$$

т.е. при изменении отклонения входного напряжения по линейному закону напряжение рассогласования не стремится к бесконечности [4], как в традиционном статическом стабилизаторе, не ограничивается конечным значением, как в стабилизаторе с астатизмом первого порядка [3], а полностью устраняется.

Если ΔU_{BX} изменяется по квадратичному закону $\Delta U_{BX}(t) = \alpha_2 t^2$, изображение которого имеет вид $\Delta U_{BX}(P) = L\{\alpha_2 t^2\} = 2! \alpha_2 / p^3$, то напряжение рассогласования ограничено конечным значением

$$\Delta U = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{T \beta k_0 p^2}{Tp^2 + (T \beta k_{Л1} k_{У1} k_{И} U_{BX} + 1) p + \beta k_{Л1} k_{У1} k_{И} U_{BX.H}} \cdot \frac{2! \alpha_2}{p^3} = \frac{T \beta k_0 2! \alpha_2}{\beta k_{Л1} k_{У1} k_{И} U_{BX.H}}, \quad (14)$$

а не стремится к бесконечности, как в традиционном статическом стабилизаторе [3] и в стабилизаторе с астатизмом первого порядка.

Как отмечалось, для упрощения анализа нестационарного стабилизатора напряжения вместо переменных коэффициентов усиления усилителей УУ1 и УУ2 (рис.1) равных U_{BX} , приняты постоянные коэффициенты усиления, равные $U_{BX.H}$. Вследствие этого, расчетные значения напряжений рассогласования будут отличаться от действительных. Однако, как правило, напряжение $U_{BX.H}$ незначительно отличается от U_{BX} , поэтому расчетные значения напряжений рассогласования будут лишь незначительно отличаться от действительных значений.

Таким образом, астатический стабилизатор непрерывного действия с астатизмом второго порядка обладает более высокой точностью стабилизации напряжения по сравнению с традиционным статическим стабилизатором и стабилизатором с астатизмом первого порядка.

Литература

1. Зайцев Г.Ф. Комбинированный стабилизатор напряжения с разомкнутой связью по входному напряжению / Г.Ф. Зайцев, В.Л. Булгач, Ю.В. Каргаполов // Вісник ДУІКТ. – 2009. – Т.7, №3. – С. 222-232.
2. Зайцев Г.Ф. Астатический компенсационный стабилизатор напряжения непрерывного действия / Г.Ф. Зайцев, В.Л. Булгач, Ю.В. Каргаполов // Вісник ДУІКТ. –2010. – Т.8, №4. –С.318-324.
3. Зайцев Г.Ф. Анализ математической модели компенсационного стабилизатора напряжения / Г.Ф. Зайцев, В.Л. Булгач, Ю.В. Каргаполов // Вісник ДУІКТ. – 2009. – Т.7, №1. – С. 56-54.

УДК 681.391

Кременецкая Я.А. к.т.н., (Гос. универ.-т информационно-коммуникационных технологий)

ФИЗИЧЕСКИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ В МИКРО- / НАНОЭЛЕКТРОНИКЕ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА РАЗВИТИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Кременецкая Я.А. Фізичні обмеження в мікро-/наноелектроніці та їхній вплив на розвиток інформаційних технологій. Розглянуто досягнення, проблеми і напрями подальшого освоєння нанометрових технологій, приведені деякі результати пошуку принципово нових фізичних основ створення елементної бази для продуктивніших наступних поколінь інформаційних систем.

Ключові слова: БЕЗПРОВОДНИЙ ЗВ'ЯЗОК, НАНОТЕХНОЛОГІЇ, НОСІЇ ІНФОРМАЦІЇ

Кременецкая Я.А. Физические ограничения в микро-/наноэлектронике и их влияние на развитие информационных технологий. Рассмотрены достижения, проблемы и направления дальнейшего освоения нанометровых технологий, приведены некоторые результаты поиска принципиально новых физических основ создания элементной базы для более производительных следующих поколений информационных систем.

Ключевые слова: БЕСПРОВОДНАЯ СВЯЗЬ, НАНОТЕХНОЛОГИИ, НОСИТЕЛИ ИНФОРМАЦИИ

Kremenetska Ia.A. Physical limitations are in micro-/nanoelectronics and their influence on development of information technologies. Achievements, problems and directions of the further mastering of nanometer technologies, are considered, some results over of search of fundamentally new physical bases of creation of element base are brought for more productive next generations of the informative systems.

Keywords: WIRELESS COMMUNICATION, NANOTECHNOLOGIES, INFORMATION CARRIERS

В настоящее время прогресс в дальнейшем развитии информационных и транспортных систем, в обеспечении надежности их функционирования заложен в нанотехнологиях и беспроводной связи [1...3]. Применение нанотехнологий позволяет использовать более безопасные миллиметровые и субмиллиметровые диапазоны для следующих поколений беспроводной связи. На применении нанотехнологий основаны поиски новых носителей информации, способов обработки и передачи данных [4...6].

Основными активными элементами современных интегральных схем являются транзисторы, способные изменять свое внутреннее сопротивление под действием приложенного напряжения, что позволяет управлять более мощной цепью при помощи существенно менее сильного сигнала. Благодаря этому свойству транзистор применяется для усиления, генерации, коммутации и преобразования электрических сигналов. Обычный транзистор (>130 нм) работает а на преодолении барьера за счёт тепловой энергии носителей заряда (то есть термоэмиссионного тока) и за счёт инжекции из истока. Уменьшение размеров транзисторов и увеличения быстродействия при-водит к проблемам с потребляемой мощностью (рис. 1).

В транзисторах, выполненных по традиционной КМОП-технологии, возрастает туннельный ток паразитной утечки через затвор и сток-исток при уменьшении размеров затвора, что вызывает увеличение рассеиваемой мощности при масштабировании. Одним из решений этой проблемы является использование металлических затворов с оксидами редкоземельных металлов, которые применяются с минимального размера 45 нм.