

ЭПУ

АКАДЕМИЯ

СОВРЕМЕННЫХ

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ

ТЕХНОЛОГИЙ

ЭПУ Электропитающие устройства
ЭПУ.2 Устойчивость компенсационных
стабилизаторов напряжения
(количество частей – 1, число страниц -13)

ЭПУ.2

Ключевые слова

- regulator cell – регулирующий элемент;
- analyze dynamics – анализ динамических свойств;
- stability voltage stabilizer continuously working – устойчивость стабилизаторов;
- time constant – постоянная времени;
- transfer function – передаточная функция;
- magnification constant – коэффициент усиления;
- voltage stabilizer continuously working – стабилизатор напряжения непрерывного действия

Анализ устойчивости компенсационных стабилизаторов напряжения и определение критических параметров данных устройств при различных режимах работы является актуальной задачей и данным исследованиям посвящено много публикаций [1–10].

При разработке и эксплуатации компенсационных стабилизаторов, как систем автоматического регулирования (САР) с отрицательной обратной связью, необходимо знать критические параметры устойчивости стабилизаторов с учетом не только частотных свойств регулирующего элемента и цепи отрицательной обратной связи, но и частотных свойств нагрузки, что особенно важно при импульсном и высокочастотном изменении тока нагрузки.

Причем, устойчивость любого полупроводникового стабилизатора, можно определить с помощью алгебраических или частотных критериев устойчивости теории автоматического регулирования, если известно характеристическое уравнение системы.

Определение характеристического уравнения стабилизаторов непрерывного действия

На схеме рис.1 обозначено: РЭ – регулирующий элемент, УПТ – усилитель постоянного тока, СС – схема сравнения, r_i – выходное (или внутреннее) сопротивление стабилизатора в установившемся режиме, C – емкость выходного фильтра, R_H – активное сопротивление нагрузки.

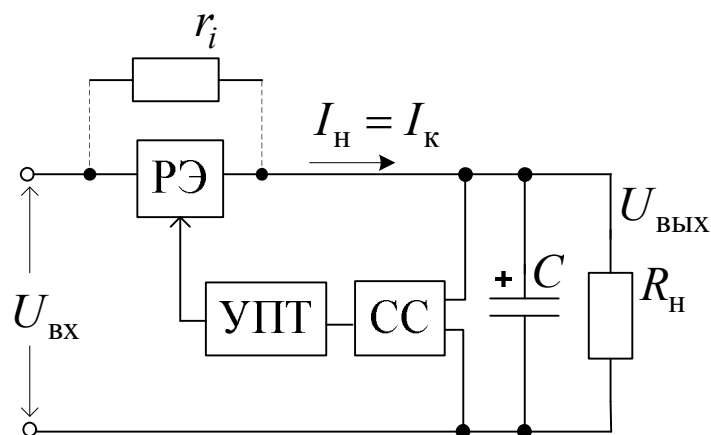


Рис. 1. Транзисторный стабилизатор напряжения с последовательным включением регулирующего элемента.

Для нахождения, например, характеристического уравнения транзисторного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента (рис. 1) составим его структурную схему (рис. 2)

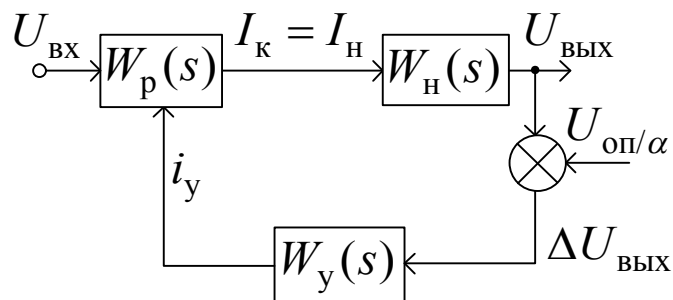


Рис. 2. Структурная схема компенсационного стабилизатора с последовательным включением регулирующего элемента.

При этом характеристическое уравнение замкнутой САУ (рис.2), к которой относятся рассматриваемые стабилизаторы, может быть представлено в следующем виде:

$$1 + \alpha W_{\tilde{H}}(s) W_{\delta}(s) = 0, \quad / 1 /$$

где: α – коэффициент передачи делителя выходного напряжения стабилизатора; $U_{\tilde{H}}$ – источник опорного (эталонного) напряжения; $W_{\tilde{H}}(s) = W_p(s)W_i(s)$ – операторный коэффициент передачи силовой части стабилизатора; $W_p(s)$, $W_i(s)$, $W_{\delta}(s)$ – операторные коэффициенты передачи регулирующего элемента, нагрузки и усилителя постоянного тока, соответственно; s – оператор преобразования Лапласа.

Для упрощения анализа будем полагать [4,5,10], что постоянная времени РЭ для составных транзисторов определяется постоянной времени диффузионных процессов τ_{β} в базе мощного регулирующего транзистора. Тогда для определения передаточной функции $W_p(s)$ регулирующего транзистора, работающего в режиме эмиттерного повторителя, можно воспользоваться упрощенной эквивалентной схемой (рис.3) .

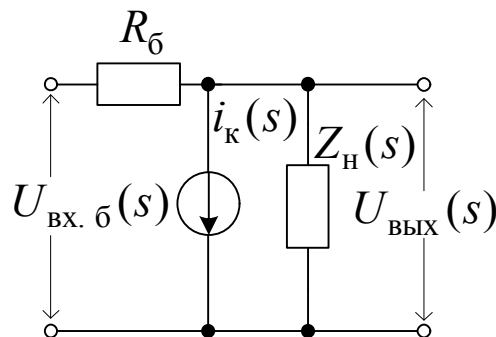


Рис. 3. Упрощенная эквивалентная схема регулирующего транзистора в режиме эмиттерного повторителя.

На схеме рис. 3. обозначено: $i_{\hat{e}}(s) = \beta i_{\hat{a}}(s) / (1 + \beta \tau_{\beta})$,

где: $\beta = h_{21\hat{y}}$ – установившийся коэффициент передачи тока от базы к коллектору регулирующего транзистора, $R_{\hat{a}}$ – сопротивление базы транзистора, $i_{\hat{e}}(s)$, $i_{\hat{a}}(s)$ – операторные изображения тока коллектора и тока базы регулирующего транзистора.

Для схемы (рис.1) можно записать передаточную функцию РЭ по управляющему воздействию с учетом импеданса нагрузки $Z_i(s)$:

$$W_{\hat{n}\hat{z}}(s) = U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}(s) / U_{\hat{a}\hat{o}\hat{a}}(s) = Z_i(s) / [Z_i(s) + Z_p(s)], \quad / 2 /$$

$$\text{где: } Z_{\hat{o}}(s) = \frac{R_{\hat{a}}}{1 + \beta} \frac{1 + \tau_{\beta} S}{1 + \tau_{\alpha} S};$$

$$\tau_{\beta} = \tau_{\alpha}(1 + \beta);$$

$\tau_{\alpha} = 1/2\pi f_{\alpha}$; – постоянная времени, равная времени пролета неосновных носителей через базу транзистора.

Для учета влияния емкости $C_{\hat{e}}$ коллекторного перехода транзистора в выражении / 2 / можно произвести замену τ_{β} на $\tau_{\beta} = \tau_{\beta} + C_{\hat{e}} R_{\hat{e}}$, (где: $R_{\hat{e}}$ – сопротивление коллектора транзистора).

Также будем полагать, что однокаскадный усилитель постоянного тока УПТ цепи отрицательной обратной связи стабилизатора (рис. 1) аппроксимируется инерционным звеном первого порядка с передаточной функцией $W_y(s) = K_y / (1 + T_y s)$, где: K_y , T_y – коэффициент усиления и постоянная времени УПТ, соответственно.

Такое допущение обычно оправдано, когда для обеспечения устойчивой работы стабилизатора частотная характеристика УПТ корректируется конденсатором $C_{\hat{e}\hat{a}}$, включенным параллельно участку коллектор–база

усилительного транзистора, или конденсатором C_y , как например, показано на рис.4 [4].

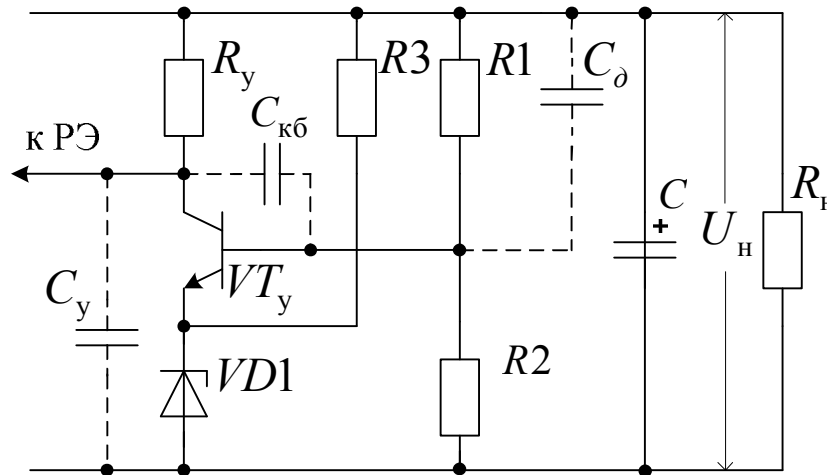


Рис.4. Пример реализации схемы сравнения и усилителя постоянного тока с корректирующими конденсаторами

При этом передаточные функции усилителя постоянного тока $W_{\dot{o}}(s)$ могут быть записаны в следующем виде:

- при использовании $C_{\hat{e}a}$

$$W_{\dot{o}}(s) = K_y / [1 + K_y C_{\hat{e}a} (R_{\dot{a}o} + R_{\hat{n}}) s] \quad / 3 /$$

- при использовании C_y

$$W_{\dot{o}}(s) = K_y / [1 + C_y R_y s], \quad / 4 /$$

где: $R_c = \alpha R_2$; $\alpha = R_1 / (R_1 + R_2)$;

$R_{\dot{a}o}$ – сопротивление базы усилительного транзистора;

$K_{\dot{o}} = R_y / A R_{\hat{a}o}$ – коэффициент усиления УПТ;

$R_{\hat{a}o} = h_{11\dot{a}o}$ – входное сопротивление усилительного транзистора;

$$A \cong 1 + R_c / R_{\hat{a}o} h_{21\dot{y}o};$$

$h_{21\dot{y}o}$ – коэффициент передачи по току усилительного транзистора.

Рассматривая нагрузку стабилизатора как совокупность емкости C и активного сопротивления R_i , включенных параллельно (рис.5), можно определить $Z_i(s)$:

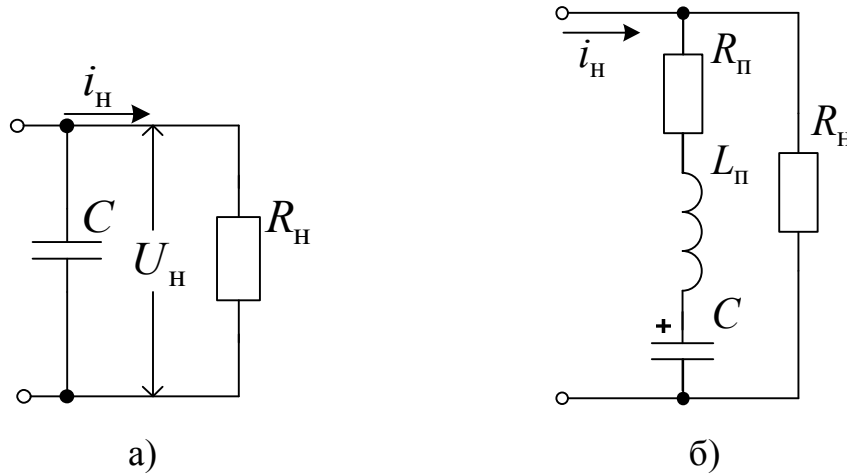


Рис. 5. Схема включения нагрузки идеализированной (а) и с учетом собственной индуктивности L_i и эквивалентного сопротивления потерь R_i конденсатора (б).

$$Z_i(s) = R_i / (1 + T_i s), \quad / 5 /$$

где: $T_i = \tilde{N}R_i$ – постоянная времени нагрузки.

Передающую функцию идеализированной нагрузки (рис.5а), входной величиной которой служит ток нагрузки i_i , а выходной – напряжение $U_{\text{а\text{u}\text{d}}}$, можно записать так:

$$W_i(s) = U_{\text{а\text{u}\text{d}}}(s) / i_i(s) = K_i / (1 + T_i s), \quad / 6 /$$

где: $K_i = R_i$, $T_i = CR_i$.

Однако при импульсном и высокочастотном изменении тока нагрузки к выбору выходного конденсатора (рис.5) надо подходить очень ответственно, так как этот выбор связан с проблемой устойчивости и частотными пределами регулирования стабилизатора. При этом идеализировать выходной конденсатор C нельзя. Объясняется это тем, что наряду с известными способами расширения частотных пределов регулирования стабилизатора

[4,6], наиболее простая и часто применяемая возможность повышения устойчивости и уменьшения динамической ошибки стабилизатора заключается в увеличении выходной емкости C . Для этих целей обычно стремятся применять электролитические конденсаторы, имеющие высокую удельную емкость. При этом следует учесть, что такие конденсаторы обладают значительным эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR), в состав которого входит эквивалентное сопротивление потерь $R_{\text{п}}$ и собственная индуктивность $L_{\text{т}}$. Причем на низких частотах (50...1000 Гц) собственное индуктивное сопротивление $L_{\text{т}}$ конденсатора не учитывается в силу своей незначительности и ESR имеет чисто активный характер. В качестве примера на рис. 6 показан характер поведения различных составляющих полного сопротивления Z конденсатора в зависимости от частоты f [7].

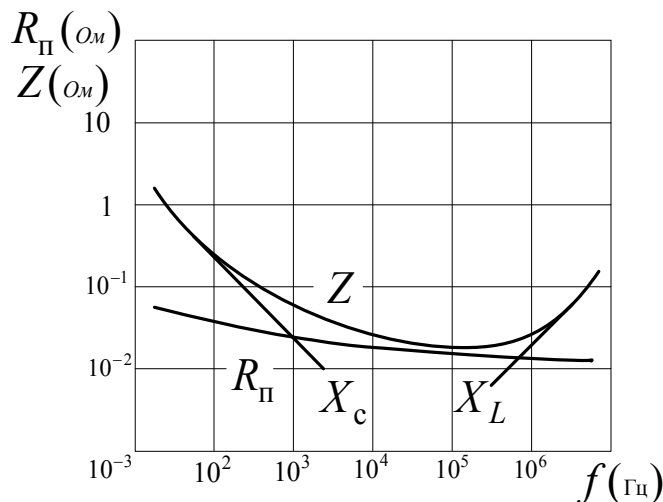


Рис. 6. Зависимости Z , $R_{\text{п}}$, емкостного X_{c} и индуктивного X_{L} сопротивлений конденсатора от частоты.

Как следует из рис.6, снижение полного сопротивления конденсатора происходит до определенной частоты, после чего падение замедляется, стабилизируется на определенном уровне, близком к активному

сопротивлению, и начинает расти. Рост полного сопротивления конденсатора происходит вследствие наличия индуктивности L_1 .

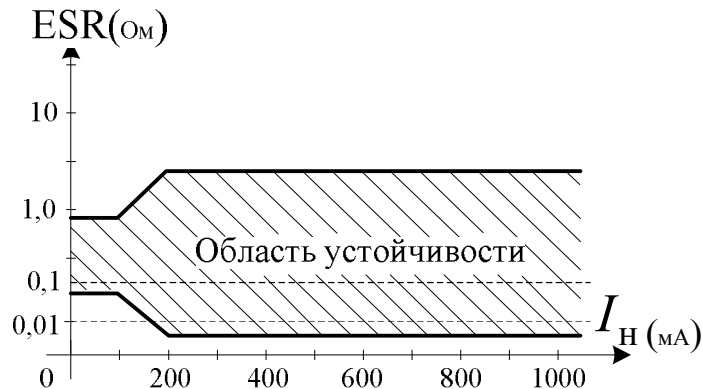


Рис. 7. Область устойчивости непрерывного стабилизатора LM3940.

В качестве примера на рис. 7 для компенсационного стабилизатора LM3940 (фирмы NATIONAL SEMICONDUCTOR) приведена область устойчивой работы, т. е. диапазон допустимых значений параметра (ESR), в зависимости от тока нагрузки I_1 , для выбранного номинала выходного конденсатора 33 мкФ [8].

Таким образом, выбор выходного конденсатора C стабилизатора является важным вопросом. Его параметры, необходимые для обеспечения устойчивой работы стабилизатора и одновременно позволяющие снижать выходное сопротивление стабилизатора при динамической нагрузке, должны обеспечиваться во всем температурном диапазоне. При этом выходной конденсатор C должен иметь не только достаточно большую емкость, но и строго нормированную величину эквивалентного последовательного сопротивления (ESR).

Схема включения нагрузки стабилизатора с учетом собственной индуктивности L_1 и эквивалентного сопротивления потерь R_1 конденсатора

C приведена на рис. 5б. В этом случае $Z_i(s)$ и передаточную функцию $W_i(s)$ нагрузки (рис. 5б) можно представить в следующем виде:

$$Z_i(s) = R_i (R_i + 1/Cs + L_i s) / (R_i + R_i + 1/Cs + L_i s) = \\ = R_i (1 + T_{i2}s + T_{i1}s^2) / [1 + T_{i3}s + T_{i1}s^2] \quad / 7 /$$

где: $T_{i1} = L_i \tilde{N}$, $T_{i2} = R_i \tilde{N}$, $T_{i3} = (R_i + R_i) \tilde{N}$

$$W_i(s) = U_{\text{а\ddot{u}\ddot{o}}}(s) / i_i = Z_i(s) \quad / 8 /$$

Выражения /2/-/8/ позволяют найти характеристическое уравнение стабилизаторов непрерывного действия последовательного типа, как замкнутых систем автоматического регулирования, и определить предельное (или критическое) значение коэффициента усиления стабилизатора.

Определение критических параметров коэффициента усиления непрерывных стабилизаторов последовательного типа

Так, например, подставляя в /1/ выражения для $W_{\text{н\ddot{z}}}(s)$ и $W_o(s)$ и разделив левую и правую части полученного выражения на $T_y T_{i1} (R_i \tau_\alpha + \frac{R_a}{1+\beta} \tau_\beta)$, найдем характеристическое уравнение непрерывного стабилизатора последовательного типа, в котором наряду с частотными параметрами РЭ и УПТ учтены собственная индуктивность L_i и эквивалентное сопротивление потерь R_i выходного конденсатора C :

$$s^4 + l_1 s^3 + l_2 s^2 + l_3 s + l_4 = 0, \quad / 9 /$$

$$\text{где: } l_1 = \frac{1}{T_y} + \frac{1}{(R_i \tau_\alpha + \frac{R_a}{1+\beta} \tau_\beta)} \left[\frac{R_i (T_{i1} + \tau_\alpha T_{i2}) + \frac{R_a}{1+\beta} (T_{i1} + \tau_\beta T_{i3})}{T_{i1}} + \frac{\alpha K_y R_i \tau_\alpha}{T_y} \right];$$

$$\ell_2 = \frac{R_i (T_{i1} + \tau_\alpha T_{i2})(1 + \alpha K_y) + \frac{R_a}{1 + \beta} (T_{i1} + \tau_\beta T_{i3}) + T_y \left[R_i (T_{i2} + \tau_\alpha) + \frac{R_a}{1 + \beta} (T_{i3} + \tau_\beta) \right]}{T_y T_{i1} (R_i \tau_\alpha + \frac{R_a}{1 + \beta} \tau_\beta)};$$

$$\ell_3 = \frac{R_i (T_{i2} + \tau_\alpha)(1 + \alpha K_y) + \frac{R_a}{1 + \beta} (T_{i3} + \tau_\beta) + T_y (R_i + \frac{R_a}{1 + \beta})}{T_y T_{i1} (R_i \tau_\alpha + \frac{R_a}{1 + \beta} \tau_\beta)};$$

$$\ell_4 = \frac{R_i (1 + \alpha K_y) + \frac{R_a}{1 + \beta}}{T_y T_{i1} (R_i \tau_\alpha + \frac{R_a}{1 + \beta} \tau_\beta)}.$$

Заменяя в выражении /9/ переменную путем подстановки

$s = \sqrt{\frac{\ell_4}{\ell_2}} v$, преобразуем характеристическое уравнение к виду:

$$q_0 v^4 + q_1 v^3 + q_2 v^2 + q_3 v + q_4 = 0, \quad / 10 /$$

где:

$$q_0 = \frac{\ell_4}{\ell_2^2}; \quad q_1 = \frac{\ell_1 \sqrt{\ell_4}}{\ell_2 \sqrt{\ell_2}}; \quad q_2 = 0; \quad q_3 = \frac{\ell_3}{\sqrt{\ell_4 \ell_2}}; \quad q_4 = 1,0.$$

Применяя к уравнению /10/ алгебраический критерий устойчивости Рауса-Гурвица, получим:

$$q_1 q_3 - q_0 q_3^2 - q_1^2 \geq 0. \quad / 11 /$$

Разделив левую и правую части уравнения /11/ на q_3^2 и произведя замену $B = \frac{q_1}{q_3}$, получим окончательно:

$$q_0 \leq B(1 - B), \quad / 12 /$$

$$\text{где: } q_0 = \frac{\ell_4}{\ell_2^2}; \quad B = \frac{q_1}{q_3} = \frac{\ell_1 \ell_4}{\ell_2 \ell_3};$$

Используя условие /12/, по известным выбранным параметрам нагрузки, регулирующего элемента, усилителя постоянного тока и схемы сравнения цепи отрицательной обратной связи, построим кривую $q_0 = f(B)$ (рис.8), которая определяет границу области устойчивой работы стабилизатора непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента.



Рис. 8. Граница области устойчивой работы стабилизатора непрерывного действия с последовательным включением регулирующего элемента.

При этом чтобы получить большие значения коэффициента усиления, надо выбирать элементы стабилизатора с различными постоянными времени [4,10], а изменение постоянной времени осуществлять в тех звеньях, где это не связано с ухудшением других качеств стабилизатора.

Таким образом, полученные результаты работы позволяют определить позиции устойчивости (как графически, так и аналитически) критические параметры компенсационных стабилизаторов с учетом параметров нагрузки и строго нормированной величины эквивалентного последовательного сопротивления выходного конденсатора, а также построить область устойчивости стабилизаторов данного типа.

Литература

1. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств.- М.: Додэка-XX1, 2005г., 530 с.,ил.
2. Разевиг В.Д. Система проектирования OrCAD9.2.- М.;Солон-Р, 2001г.
3. Бушуев В.М. и др. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций. Учебное пособие для вузов. М. Горячая линия–Телеком, 2009г. –384с., ил.
4. Додик С.Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. –2-ое изд., переработ. и доп. - М.: Сов. радио , 1980г. - 344 с., ил.
5. Гольденберг Л.М. Импульсные и цифровые устройства. Учебник для вузов. М.: Связь, 1973г. – 96с., ил.
6. Стоянов Г.С., Захаров Л.Ф. Способ улучшения динамических свойств стабилизаторов постоянного напряжения с комбинированным регулированием. Журнал «Электросвязь», №8, 1984г.
7. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. –М.: СОЛОН–ПРЕСС,2008г. – 416с., ил.
8. Журнал «Электроника ИНФО» №6, 2006г. – г. Минск. РБ: ООО «Поликraft».
9. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. Учебное пособие. – М.:СОЛОН-ПРЕСС, 2008.- 448с., ил.
10. Захаров Л.Ф. Динамические свойства и устойчивость компенсационных стабилизаторов напряжения. Тезисы доклада на пятой отраслевой научной конференции «Технологии информационного общества», посвященной 90–летию МТУСИ, М.: ООО «ИД Паблицер», 2011г.