

ЭПУ

АКАДЕМИЯ

СОВРЕМЕННЫХ

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ

ТЕХНОЛОГИЙ

ЭПУ Электропитающие устройства
ЭПУ.1 Динамические свойства и
устойчивость компенсационных
стабилизаторов напряжения
(количество частей – 1, число страниц -13)

ЭПУ.1

Компенсационный стабилизатор непрерывного действия, как система автоматического регулирования (САР) с отрицательной обратной связью, содержит несколько инерционных элементов, таких как нагрузка, усилительное звено, регулирующий элемент, а также паразитные индуктивности и емкости, которые влияют на устойчивость и динамические свойства стабилизатора в различных режимах его работы [1-10].

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

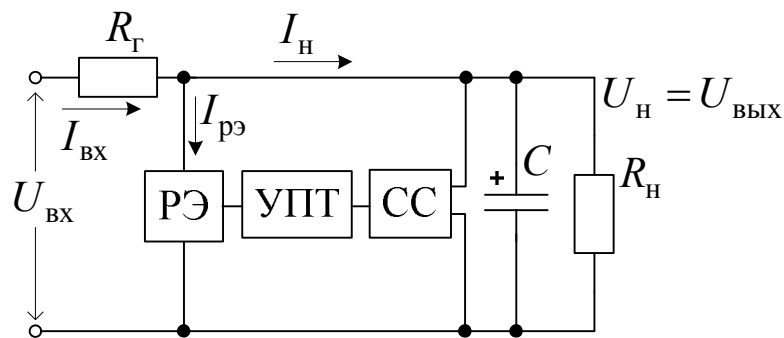


Рис. 1. Транзисторный стабилизатор напряжения с параллельным включением регулирующего элемента.

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

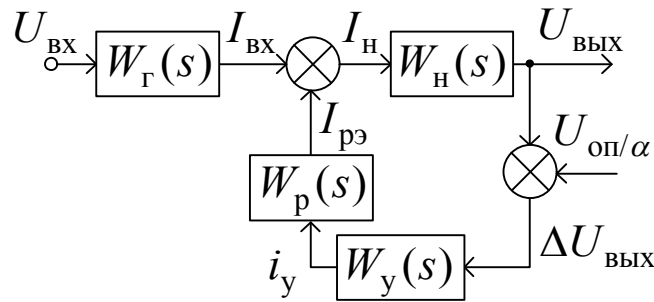


Рис. 2. Структурная схема компенсационного стабилизатора с параллельным включением регулирующего элемента.

На схеме рис.1 обозначено: РЭ – регулирующий элемент, УПТ – усилитель постоянного тока, СС – схема сравнения, $R_{\bar{a}}$ – гасящий резистор, С – емкость выходного фильтра, R_i – активное сопротивление нагрузки.

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

$$1 + \alpha W_p(s) W_i(s) W_y(s) = 0, \quad / 1 /$$

где: α – коэффициент передачи делителя выходного напряжения стабилизатора;

$W_p(s)$, $W_i(s)$, $W_o(s)$ – операторные коэффициенты передачи регулирующего элемента, нагрузки и усилителя постоянного тока соответственно; s – оператор преобразования Лапласа.

Для упрощения анализа будем полагать, что переходный процесс транзисторного стабилизатора характеризуется главным образом постоянной времени РЭ, которая для составных транзисторов определяется постоянной времени диффузионных процессов τ_{β} в базе мощного регулирующего транзистора и постоянной времени выходной цепи $\tau_i = C \cdot r_i$, где С – выходная емкость стабилизатора, r_i – выходное (или внутреннее)

сопротивление стабилизатора в установившемся режиме [4-6]. Тогда для регулирующего элемента схемы рис. 1, работающего как усилитель с общим эмиттером, и входной величиной которого является ток управления, а выходной – ток коллектора регулирующего транзистора, передаточную функцию в первом приближении можно записать так:

$$W_p(s) = K_p / (1 + T_p s), \quad / 2 /$$

где: $T_p = \tau_\beta$; $K_p = \beta$; β – установившийся коэффициент передачи тока от базы к коллектору регулирующего транзистора.

Для учета влияния емкости C_e коллекторного перехода транзистора в выражении / 2 / можно произвести замену τ_β на $\tau_\beta = \tau_\beta + C_e R_e$, (где: R_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 $C_{e\acute{a}}$, включенным параллельно участку коллектор-база усилительного транзистора, или конденсатором C_y , как например, показано на Рис.3.

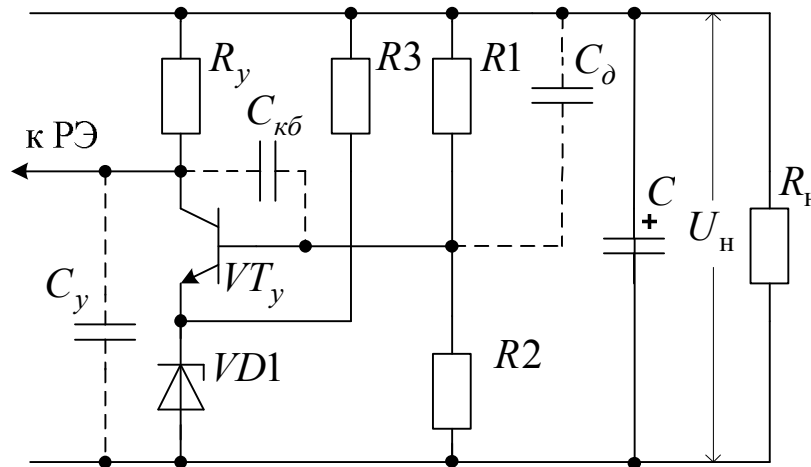


Рис.3. Пример реализации схемы сравнения и усилителя постоянного тока с корректирующими конденсаторами

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

- при использовании C_{δ}

$$W_{\delta}(s) = K_y / [1 + K_y C_{\delta} (R_{\delta} + R_{\tilde{n}}) s] \quad / 3 /$$

- при использовании C_y

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

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

R_{δ} – сопротивление базы усилительного транзистора;

$K_{\delta} = R_y / A R_{\delta}$ – коэффициент усиления УПТ;

$R_{\delta} = h_{11\delta}$ – входное сопротивление усилительного транзистора;

$$A = 1 + [R_{\tilde{a}} + R_c / h_{21\delta}] / R_{\delta};$$

$h_{21\delta}$ – коэффициент передачи по току усилительного транзистора;

R_{δ} – дифференциальное сопротивление источника опорного напряжения.

Поскольку R_{δ} много меньше R_c , то для упрощения можно записать:

$$A = 1 + R_c/R_{\text{âõ.ó}h_{21}ýó}.$$

Рассматривая нагрузку стабилизатора как совокупность емкости C и активного сопротивления R_i , включенных параллельно (рис.4), можно определить $Z_i(s)$:

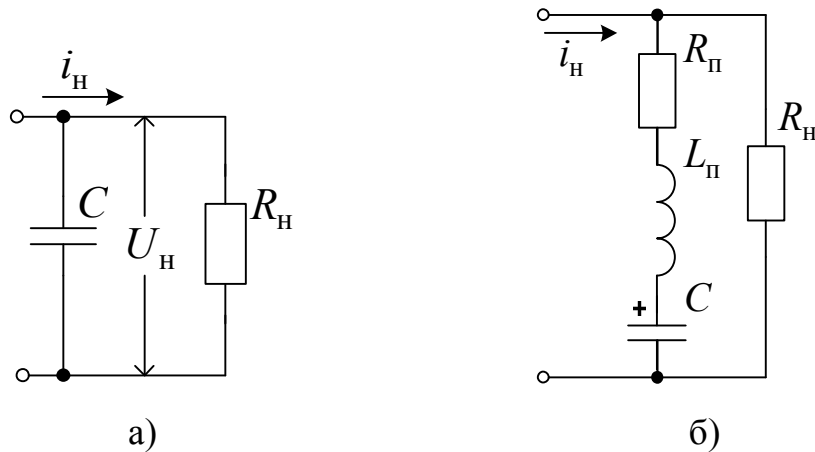


Рис. 4. Схема включения нагрузки идеализированная (а) и с учетом собственной индуктивности L_i и эквивалентного сопротивления потерь R_i конденсатора (б).

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

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

Передаточную функцию идеализированной нагрузки (рис.4а), входной величиной которой служит ток нагрузки i_i , а выходной – напряжение $U_{\text{âõ.ó}}$, можно записать так:

$$W_i(s) = U_{\text{âõ.ó}}(s)/i_i(s) = K_i / (1 + T_i s), \quad / 6 /$$

где: $K_i = R_i$, $T_i = CR_i$.

Однако при импульсном и высокочастотном изменении тока нагрузки к выбору выходного конденсатора (рис.4) надо подходить очень ответственно, так как этот выбор связан с проблемой устойчивости и частотными

пределами регулирования стабилизатора. При этом идеализировать выходной конденсатор C нельзя.

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_{Γ} и собственная индуктивность L_{Γ} . Причем на низких частотах ($50 \dots 1000 \text{ Гц}$) собственное индуктивное сопротивление L_{Γ} конденсатора не учитывается в силу своей незначительности и ESR имеет чисто активный характер. В качестве примера на рис. 5 показан характер поведения различных составляющих полного сопротивления Z конденсатора в зависимости от частоты f [7].

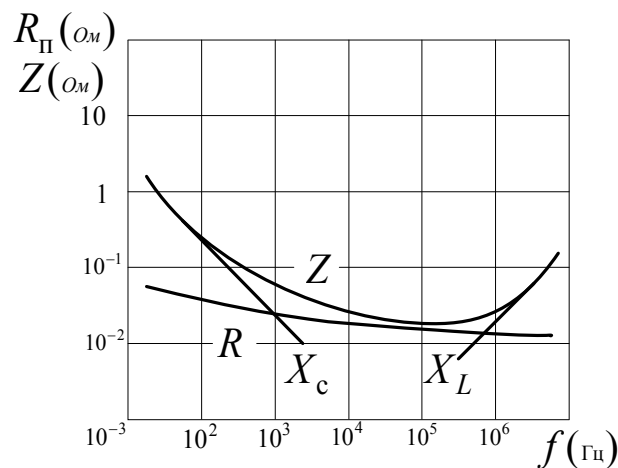


Рис. 5. Зависимости Z , R_{Γ} , емкостного X_C и индуктивного X_L сопротивлений конденсатора от частоты.

Как следует из рис.5, 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_f . Именно поэтому электролитические конденсаторы плохо работают на высоких частотах и их приходится шунтировать неполярными конденсаторами. Также в качестве выходной емкости C целесообразно использовать специальные безиндуктивные конденсаторы.

В качестве примера на рис. 6 для непрерывного стабилизатора LM3940 (фирмы NATIONAL SEMICONDUCTOR) приведена область устойчивой работы, т. е. диапазон допустимых значений параметра (ESR), в зависимости от тока нагрузки I_f , для выбранного номинала выходного конденсатора 33 мкФ [8].

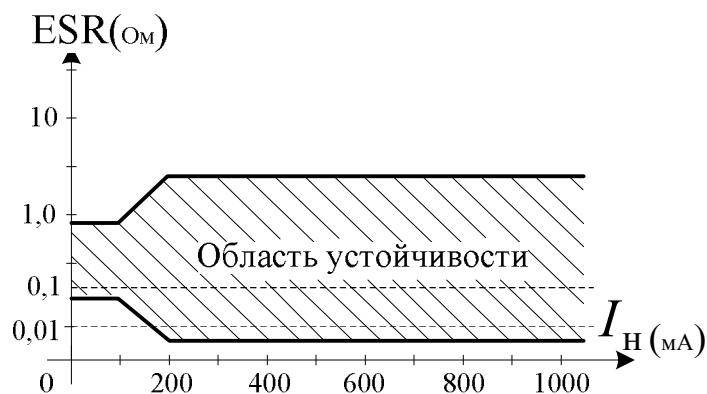


Рис. 6. Область устойчивости непрерывного стабилизатора LM3940.

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_i и эквивалентного сопротивления потерь R_i конденсатора C приведена на рис. 4б. В этом случае $Z_i(s)$ и передаточную функцию $W_i(s)$ нагрузки (рис. 4б) можно представить в следующем виде:

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

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

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

Полученные выражения для $W_p(s)$, $W_i(s)$, $W_o(s)$ позволяют найти характеристическое уравнение стабилизаторов непрерывного действия параллельного типа, как замкнутых систем автоматического регулирования, и определить предельное (или критическое) значение коэффициента усиления стабилизатора, например, с помощью алгебраического критерия устойчивости Гурвица. При этом чтобы получить большие значения коэффициента усиления, надо выбирать элементы стабилизатора с различными постоянными времени [4].

В случае n последовательно соединенных звеньев наибольший коэффициент усиления стабилизатора можно получить тогда, когда разница двух значений постоянных времени будет наибольшей, одно значение постоянной времени равно среднеарифметической величине от этих крайних значений, а величины остальных постоянных времени мало отличаются от меньшей постоянной времени.

В реальных схемах изменение постоянной времени стремятся осуществить в тех звеньях, где это не связано с ухудшением других качеств стабилизатора. Поэтому чаще всего увеличивают постоянную времени звена

нагрузки, для чего на выход стабилизатора включается значительная емкость C . Эффективность емкости C будет тем выше, чем больше ее величина и чем ближе к выходным клеммам нагрузки она подключена. Минимальная величина выходной емкости может быть определена по приближенной формуле:

$$C \geq 4S_p K_y T_y,$$

где: S_p – крутизна характеристики регулирующего транзистора.

Характеристическое уравнение непрерывного стабилизатора параллельного типа, в котором наряду с частотными параметрами РЭ и УПТ учтены собственная индуктивность L_i и эквивалентное сопротивление потерь R_i выходного конденсатора C , может быть получено после подстановки в / 1 / выражений для $W_p(s)$, $W_i(s)$, $W_o(s)$:

$$\begin{aligned} & T_i T_y T_\delta s^4 + [T_y T_\delta T_{i3} + T_{i1}(T_\delta + T_y)]s^3 + [T_y T_\delta + T_{i3}(T_\delta + T_y) + \\ & + T_{i1}(1 + \alpha K_y K_\delta R_i)]s^2 + (T_\delta + T_y + T_{i3} + \alpha K_y K_\delta R_i T_{i2})s + \\ & + 1 + \alpha K_y K_\delta R_i = 0 \end{aligned} \quad / 9 /$$

Разделив левую и правую части уравнения / 9 / на $T_{i1} T_y T_\delta$, получим:

$$\begin{aligned} s^4 + \frac{T_y T_\delta T_{i3} + T_{i1}(T_\delta + T_y)}{T_{i1} T_y T_\delta} s^3 + \frac{T_y T_\delta + T_{i3}(T_\delta + T_y) + T_{i1}(1 + \alpha K_y K_\delta R_i)}{T_{i1} T_y T_\delta} s^2 + \\ + \frac{T_\delta + T_y + T_{i3} + \alpha K_y K_\delta R_i T_{i2}}{T_{i1} T_y T_\delta} s + \frac{1 + \alpha K_y K_\delta R_i}{T_{i1} T_\delta T_y} = 0 \end{aligned}$$

Данное уравнение преобразуем следующим образом:

$$s^4 + n_1 s^3 + n_2 s^2 + n_3 s + n_4 = 0, \quad /10/$$

где:

$$n_1 = \frac{1}{T_y} + \frac{1}{T_\delta} + \frac{T_{i3}}{T_{i1}};$$

$$n_2 = \frac{1}{T_{i1}} + \frac{T_{i3}}{T_{i1}T_y} + \frac{T_{i3}}{T_{i1}T_\delta} + \frac{1 + \alpha K_y K_\delta R_i}{T_y T_\delta};$$

$$n_3 = \frac{1}{T_\delta T_y T_{i1}} (T_\delta + T_y + T_{i3} + \alpha K_y K_\delta R_i T_{i2});$$

$$n_4 = \frac{1 + \alpha K_y K_\delta R_i}{T_{i1} T_\delta T_y}.$$

Подстановкой Вышнеградского $s = r^4 \sqrt[4]{n_4}$, уравнение /10/ приводится к виду:

$$r^4 + b_1 r^3 + b_2 r^2 + b_3 r + 1 = 0.$$

Применяя к последнему уравнению критерий устойчивости Гурвица, имеем:

$$b_1 b_2 b_3 - b_1^2 - b_3^2 \geq 0,$$

или: $T_q T_r \geq T_q^2 + 1,$ / 11 /

где: $T_q = \frac{b_1}{b_3} = \frac{n_1}{n_3} \sqrt{n_4};$ $T_r = b_2 = \frac{n_2}{\sqrt{n_4}};$

Используя условие /11/, построим кривую $T_r = f(T_q)$ (рис.7), которая определяет границу области устойчивой работы стабилизатора.



Рис. 7. Граница области устойчивой работы стабилизатора непрерывного действия с параллельным включением регулирующего элемента.

Таким образом, с помощью выражения / 12 /, по известным выбранным параметрам нагрузки, регулирующего элемента, усилителя постоянного тока и схемы сравнения цепи отрицательной обратной связи, можно проверить устойчивость работы стабилизатора напряжения и определить его критические параметры.

Литература

1. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств.- М.: Додэка-XXI, 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. - 496с., ил.
6. Захаров Л.Ф. Анализ устойчивости компенсационных стабилизаторов напряжения. Журнал «Электросвязь», №4, 2012г.
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 МГУСИ, М.: ООО «ИД Паблишер», 2011г.