

ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ

УДК 621.311.6: 621.396.6

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КОМПЕНСАЦИОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Л.Ф. Захаров, доцент кафедры ЭПУИСС МТУСИ, к.т.н.; zf@mtuci.ru

Ключевые слова: регулирующий элемент, устойчивость стабилизаторов, постоянная времени, передаточная функция, коэффициент усиления, стабилизатор напряжения непрерывного действия.

Введение. Анализ устойчивости компенсационных стабилизаторов напряжения и определение критических параметров данных устройств при различных режимах работы – актуальная задача, которой посвящено много публикаций [1–10].

При разработке и эксплуатации компенсационных стабилизаторов, как систем автоматического регулирования (САР) с отрицательной обратной связью (ООС), необходимо знать критические параметры устойчивости стабилизаторов с учетом не только частотных свойств регулирующего элемента (РЭ) и цепи ООС, 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 стабилизатора непрерывного действия. На рис. 1 представлен транзисторный стабилизатор напряжения (СН) с последовательным включением РЭ (УПТ – усилитель постоянного тока, СС – схема сравнения, r_i – выходное (или внутреннее) сопротивление стабилизатора в установившемся режиме, C – емкость выходного фильтра, R_n – активное сопротивление нагрузки).

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

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

$$1 + \alpha W_{сч}(s)W_y(s) = 0, \tag{1}$$

где α – коэффициент передачи делителя выходного напряжения стабилизатора; $U_{оп}$ – источник опорного (эталонного) напряжения; $W_{сч}(s) = W_p(s)W_n(s)$ – операторный коэффициент передачи силовой части стабилизатора; $W_p(s)$, $W_n(s)$, $W_y(s)$ – операторные коэффициенты передачи РЭ, 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). Для этой схемы

$$i_k(s) = \beta i_b(s) / (1 + \beta \tau_\beta s),$$

где $\beta = h_{21э}$ – установившийся коэффициент передачи тока от базы к коллектору регулирующего транзистора; R_b – сопротивление базы транзистора; $i_k(s)$, $i_b(s)$ – 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 $Z_n(s)$:

$$W_{сч}(s) = U_{вых}(s) / U_{вх.б}(s) = Z_n(s) / [Z_n(s) + Z_p(s)], \tag{2}$$

где $Z_p(s) = \frac{R_b}{1 + \beta} \frac{1 + \tau_\beta s}{1 + \tau_\alpha s}$; $\tau_\beta = \tau_\alpha (1 + \beta)$; $\tau_\alpha = 1/2\pi f_\alpha$ – постоянная времени, равная времени пролета неосновных носителей через базу транзистора.

Для учета влияния емкости C_k коллекторного перехода транзистора в выражении (2) можно произвести замену τ_β на $\tau_\beta = \tau_\beta + C_k R_k$, где R_k – сопротивление коллектора транзистора.

Также будем полагать, что однокаскадный усилитель постоянного тока УПТ цепи ООС стабилизатора (см. 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.

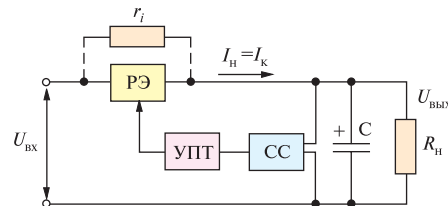


Рис. 1. Транзисторный СН с последовательным включением РЭ

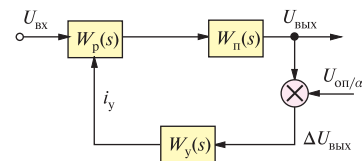


Рис. 2. Структурная схема СН с последовательным включением РЭ

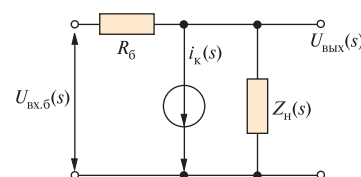


Рис. 3. Упрощенная эквивалентная схема регулирующего транзистора в режиме эмиттерного повторителя

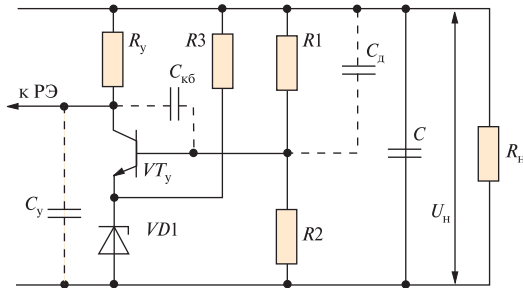


Рис. 4. Пример реализации схемы сравнения и усилителя постоянного тока с корректирующими конденсаторами

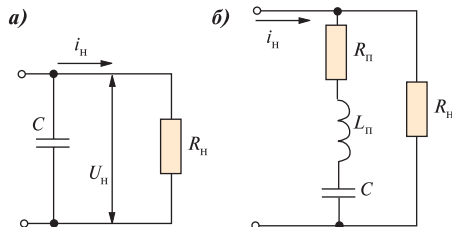


Рис. 5. Схема включения нагрузки идеализированной (а) и с учетом собственной индуктивности L_n и эквивалентного сопротивления потерь R_n конденсатора (б)

Такое допущение обычно оправдано, когда для обеспечения устойчивой работы стабилизатора частотная характеристика УПТ корректируется конденсатором $C_{кб}$, включенным параллельно участку коллектор–база усилительного транзистора, или конденсатором C_y , как показано на рис. 4 [4].

При этом передаточные функции усилителя постоянного тока $W_y(s)$ могут быть записаны в следующем виде:

– при использовании $C_{кб}$

$$W_y(s) = K_y / [1 + K_y C_{кб} (R_{бз} + R_c) s]; \tag{3}$$

– при использовании C_y

$$W_y(s) = K_y / [1 + C_y R_y s], \tag{4}$$

где $R_c = \alpha R2$; $\alpha = R1 / (R1 + R2)$; $R_{бз}$ – сопротивление базы усилительного транзистора; $K_y = R_y / AR_{вх.у}$ – коэффициент усиления УПТ; $R_{вх.у} = h_{16y}$ – входное сопротивление усилительного транзистора; $A \cong 1 + R_c / R_{вх.у} h_{21y}$; h_{21y} – коэффициент передачи по току усилительного транзистора.

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

$$Z_n(s) = R_n / (1 + T_n s), \tag{5}$$

где $T_n = CR_n$ – постоянная времени нагрузки.

Передаточную функцию идеализированной нагрузки (рис. 5,а), входной величиной которой служит ток нагрузки i_n , а выходной – напряжение $U_{вых}$, можно записать как:

$$W_n(s) = U_{вых}(s) / i_n(s) = K_n / (1 + T_n s), \tag{6}$$

где $K_n = R_n$; $T_n = CR_n$.

Однако при импульсном и высокочастотном изменении тока нагрузки к выбору выходного конденсатора (рис. 5) надо подходить очень ответственно, поскольку 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 пре-

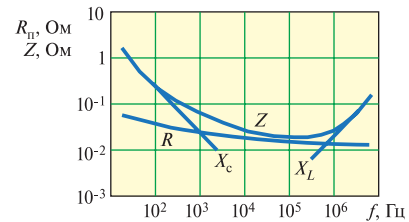


Рис. 6. Зависимости Z , R_n , емкостного X_c и индуктивного X_L сопротивлений конденсатора от частоты

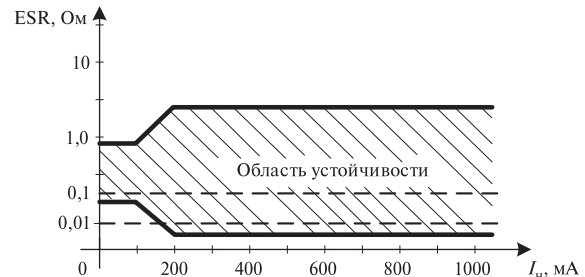


Рис. 7. Область устойчивости непрерывного стабилизатора LM3940

делов 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_n и собственная индуктивность L_n . Причем на низких частотах (50–1000 Гц) собственное индуктивное сопротивление L_n 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].

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 за счет индуктивности L_n .

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_n 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_n и эквивалентного сопротивления потерь R_n конденсатора C приведена на рис. 5,б. В этом случае $Z_n(s)$ и передаточную функцию $W_n(s)$ нагрузки можно представить в виде:

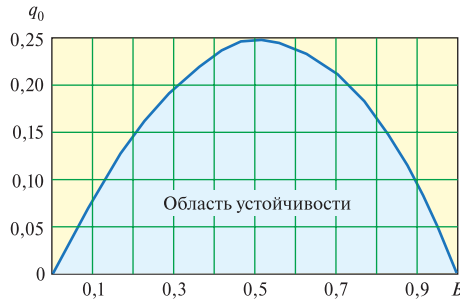


Рис. 8. Граница области устойчивой работы стабилизатора непрерывного действия с последовательным включением РЭ

$$Z_n(s) = R_n(R_n + 1/Cs + L_n s) / (R_n + R_n + 1/Cs + L_n s) = R_n(1 + T_{n2}s + T_{n1}s^2) / [1 + T_{n3}s + T_{n1}s^2], \tag{7}$$

где $T_{n1} = L_n C$; $T_{n2} = R_n C$; $T_{n3} = (R_n + R_n) C$;

$$W_n(s) = U_{\text{вых}}(s) / i_n = Z_n(s). \tag{8}$$

Выражения (2)–(8) позволяют найти характеристическое уравнение стабилизаторов непрерывного действия последовательного типа, как замкнутых САР, и определить предельное (или критическое) значение коэффициента усиления стабилизатора.

Определение критических параметров коэффициента усиления непрерывных стабилизаторов последовательного типа. Подставляя в (1) выражения для $W_{\text{сч}}(s)$ и $W_y(s)$ и разделив левую и правую части полученного выражения на $T_y T_{n1}(R_n \tau_\alpha + \frac{R_0}{1+\beta} \tau_\beta)$, найдем характеристическое уравнение непрерывного стабилизатора последовательного типа, в котором наряду с частотными параметрами РЭ и УПТ учтены собственная индуктивность L_n и эквивалентное сопротивление потерь R_n выходного конденсатора C :

$$s^4 + \ell_1 s^3 + \ell_2 s^2 + \ell_3 s + \ell_4 = 0, \tag{9}$$

где

$$\ell_1 = \frac{1}{T_y} + \frac{1}{(R_n \tau_\alpha + \frac{R_0}{1+\beta} \tau_\beta)} \left[\frac{R_n(T_{n1} + \tau_\alpha T_{n2}) + \frac{R_0}{1+\beta}(T_{n1} + \tau_\beta T_{n3})}{T_{n1}} + \frac{\alpha K_y R_n \tau_\alpha}{T_y} \right];$$

$$\ell_2 = \frac{R_n(T_{n1} + \tau_\alpha T_{n2})(1 + \alpha K_y) + \frac{R_0}{1+\beta}(T_{n1} + \tau_\beta T_{n3}) + T_y \left[R_n(T_{n2} + \tau_\alpha) + \frac{R_0}{1+\beta}(T_{n3} + \tau_\beta) \right]}{T_y T_{n1} (R_n \tau_\alpha + \frac{R_0}{1+\beta} \tau_\beta)};$$

$$\ell_3 = \frac{R_n(T_{n2} + \tau_\alpha)(1 + \alpha K_y) + \frac{R_0}{1+\beta}(T_{n3} + \tau_\beta) + T_y (R_n + \frac{R_0}{1+\beta})}{T_y T_{n1} (R_n \tau_\alpha + \frac{R_0}{1+\beta} \tau_\beta)};$$

$$\ell_4 = \frac{R_n(1 + \alpha K_y) + \frac{R_0}{1+\beta}}{T_y T_{n1} (R_n \tau_\alpha + \frac{R_0}{1+\beta} \tau_\beta)}.$$

Заменяя в выражении (9) переменную путем подстановки $s = \sqrt{\ell_4/\ell_2} v$, преобразуем характеристическое уравнение к виду:

$$q_0 v^4 + q_1 v^3 + q_2 v^2 + q_3 v + q_4 = 0, \tag{10}$$

где

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

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

$$q_1 q_3 - q_0 q_3^2 - q_1^2 \geq 0. \tag{11}$$

Разделив левую и правую части уравнения (11) на q_3^2 и произведя замену $B = q_1/q_3$, окончательно получим:

$$q_0 \leq B(1 - B), \tag{12}$$

где $q_0 = \ell_4/\ell_2^2$; $B = \frac{q_1}{q_3} = \frac{\ell_1 \ell_4}{\ell_2 \ell_3}$.

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

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.

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