

Петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора

Проведено сравнение частотных характеристик петлевого усиления преобразователя понижающего типа с обратной связью по выходному напряжению и току дросселя с частотными характеристиками петлевого усиления преобразователя понижающего типа с обратной связью по выходному напряжению и току транзистора. Показаны причины расхождения частотных характеристик петлевых усиленных преобразователей. Установлено, что ШИМ-модулятор в преобразователе с обратной связью по току транзистора имеет параметрическое усиление. Приведена линейная модель преобразователя с обратной связью по выходному напряжению и току транзистора, частотные характеристики петлевого усиления которой подтвердили корректность предложенной модели.

Д.В. ШУШПАНОВ,
канд. техн. наук
(СПбГУТ, Санкт-Петербург)
dimasf@inbox.ru

Устойчивость, петлевое усиление, импульсный преобразователь напряжения, линейная модель, многоконтурная отрицательная обратная связь, управление по току

Современные импульсные преобразователи напряжения являются сложными нелинейными системами, так как для обеспечения требуемых характеристик (стабилизация выходного напряжения, величина перерегулирования по току и напряжению и т. д.) в них используется один или несколько контуров отрицательной обратной связи.

Один из распространенных способов улучшения динамических характеристик импульсного преобразователя напряжения – это введение в цепь отрицательной обратной связи дополнительного контура по току дросселя или конденсатора (рис. 1) или току транзистора (рис. 2).

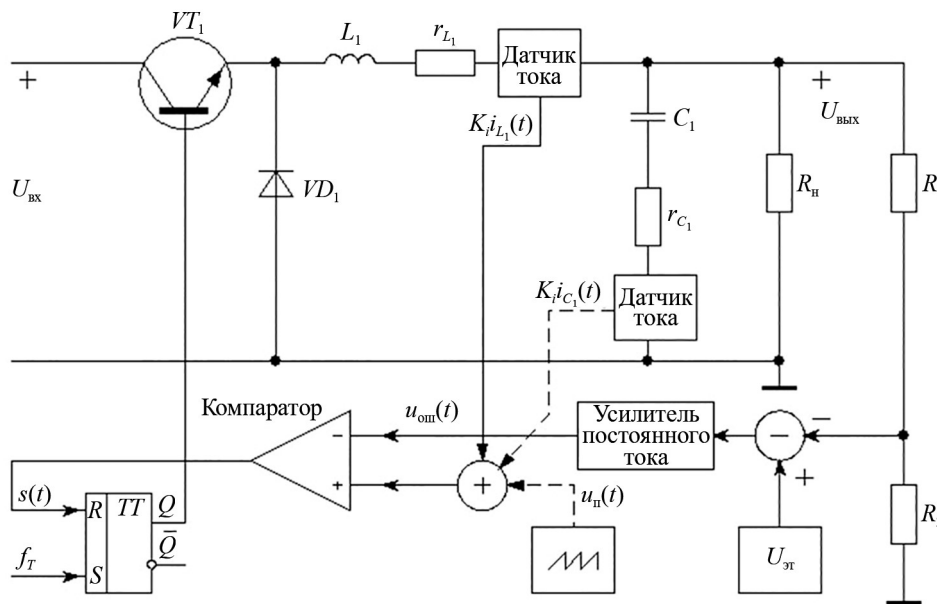


Рис. 1

Такой подход в управлении преобразователем получил название «управление по току» [1–5], что обусловлено общим принципом работы схемы управления: вместо источника пилообразного напряжения, используемого в управлении по напряжению, используется пилообразная форма тока дросселя (рис. 3) или транзистора (рис. 4).

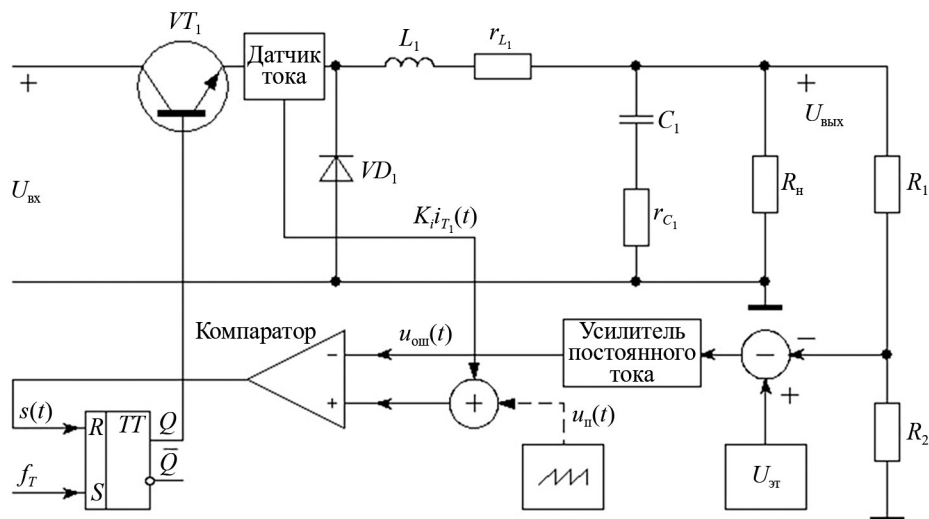


Рис. 2

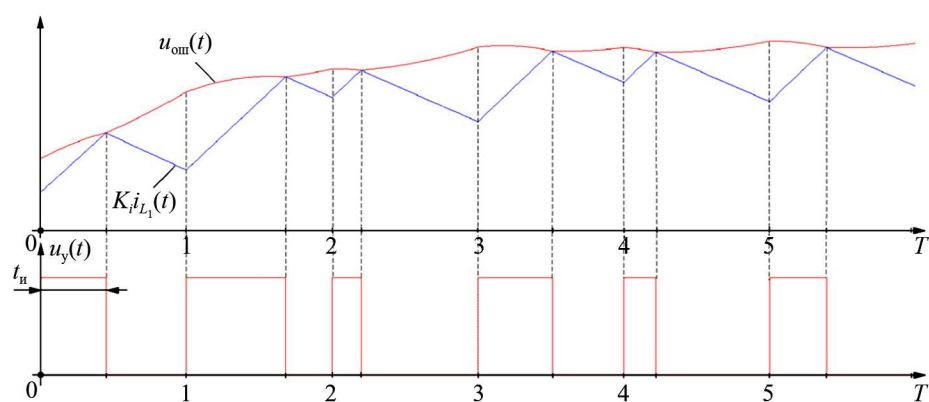


Рис. 3

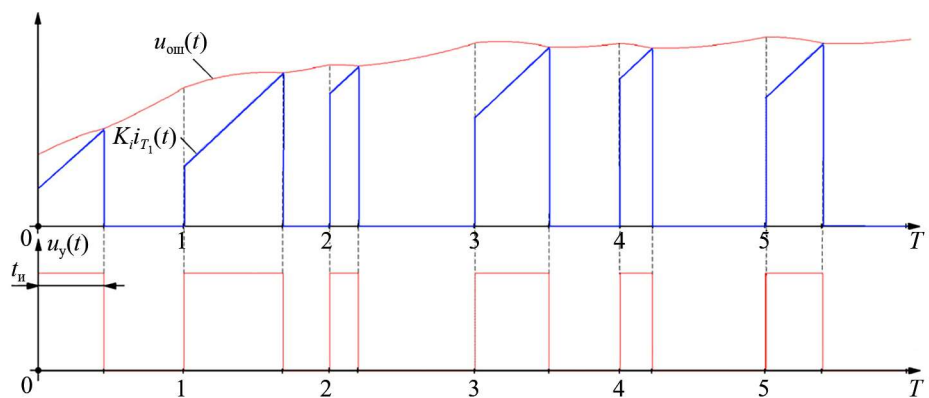


Рис. 4

В работе [6] показано, что импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя или конденсатора (см. рис. 1) является преобразователем с многоконтурной отрицательной обратной связью, поэтому выделять его в отдельный класс из-за особенностей его управления не имеет смысла, так как контуры отрицательной обратной связи в данном преобразователе корректируются и проектируются как в обычной многоконтурной системе (необходимо лишь корректно измерить каждый контур петлевого усиления). Однако в работе [6] не был рассмотрен импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора (см. рис. 2).

Целью данной статьи является сравнение частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя и частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора, а также рассмотрение импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора в виде цепи с двухконтурной отрицательной обратной связью.

Обратная связь по току дросселя

На рис. 5, а представлен импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя или конденсатора (см. рис. 1), разбитый на блоки через четырехполюсники [6]. Полученная схема (см. рис. 5, а) отличается от приведенного импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 1) тем, что контур (см. рис. 5, а) по входному напряжению и контур по току дросселя суммируются до ШИМ-контроллера.

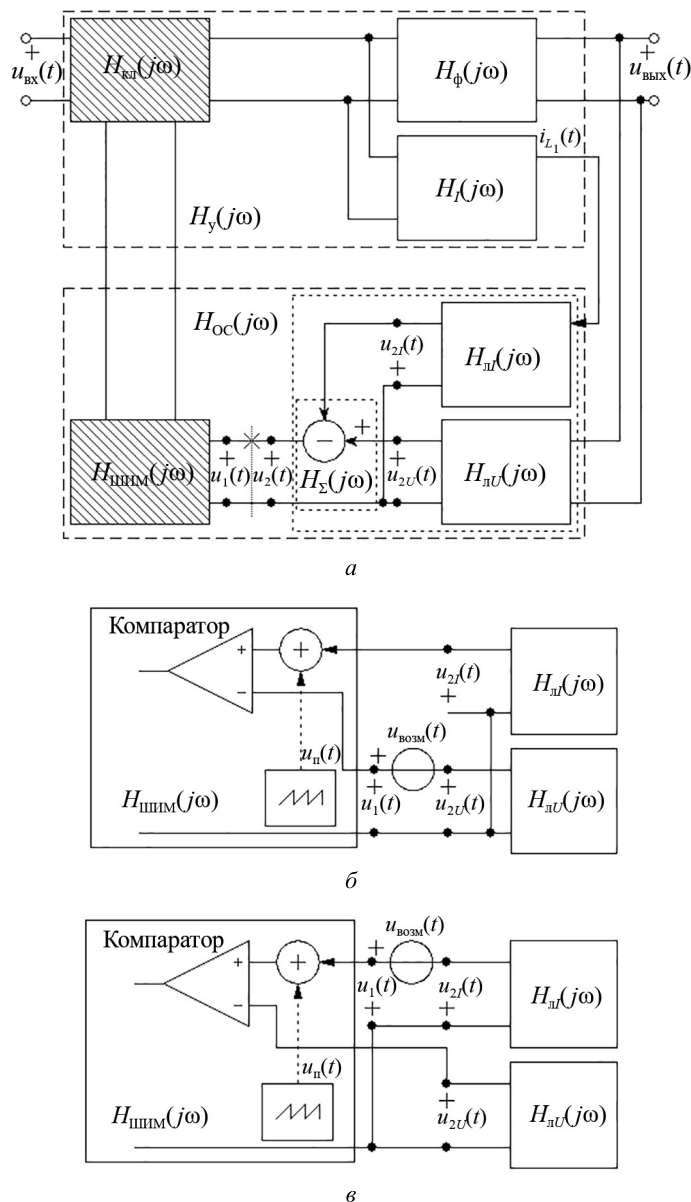


Рис. 5

Это позволяет ввести возмущение до ШИМ-контроллера (показано сечение на рис. 5, а) и измерить частотные характеристики суммарного контура $T(j\omega)$, контура по выходному напряжению $T_U(j\omega)$ и

контура по току дросселя $T_I(j\omega)$. Они будут равны отношению соответствующих комплексных значений напряжений [6, 7]:

$$T(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)} = \frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}; \quad T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}; \quad T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}. \quad (1)$$

На практике узла суммирования контуров (см. рис. 5, а) может и не быть (см. рис. 1). В этом случае можно перенести сигнал возмущения в контур по выходному напряжению (рис. 5, б) [6, 7]. В работе [7] с использованием теории четырехполюсников и в работе [8] с использованием метода схемных определителей было доказано, что контуры $T_U(j\omega)$, $T_I(j\omega)$, $T(j\omega)$ петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения в этом случае будут равны:

$$T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}; \quad T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}; \quad (2)$$

$$T(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}. \quad (3)$$

При переносе сигнала возмущения в контур по току дросселя (рис. 5, в) контуры $T_U(j\omega)$, $T_I(j\omega)$, $T(j\omega)$ петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения будут равны [6–8]:

$$T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}; \quad T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}; \quad (4)$$

$$T(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}. \quad (5)$$

В развитие методики расчета петлевого усиления импульсных преобразователей напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью, предложенной в работе [7], частотные характеристики k -го контура определяются следующим выражением [6]:

$$T_k(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2k}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \dot{U}_{2i}(j\omega)}, \quad (6)$$

где $\dot{U}_1(j\omega)$ – напряжение слева от источника вводимого возмущения (см. рис. 5, б) в контуре, где вводится возмущение; $\dot{U}_{2i}(j\omega)$ – либо напряжение справа от источника вводимого возмущения (для случая контура, в который вводится возмущение), либо напряжение в контуре до сумматора или ШИМ-модулятора (см. рис. 5). Знаки всех напряжений должны быть проставлены относительно суммарного контура (одни контуры суммируются, другие вычитаются). В этом случае итоговое петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения будет равно сумме петлевых усилений каждого контура [6], т. е.

$$T(j\omega) = \sum_{i=1}^n T_i(j\omega). \quad (7)$$

Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 6, а) и фазочастотную (рис. 6, б) характеристики петлевого усиления различных контуров (T , T_U , T_I) петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения понижающего типа с двухконтурной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 1) со следующими параметрами: $L_1 = 50$ мкГн; $C_1 = 40$ мкФ; $r_{L_1} = 50$ мОм; $r_{C_1} = 50$ мОм; $U_{вх} = 160$ В; $U_{вых} = 48$ В; $R_n = 1,92$ Ом; $\alpha = 0,5$; $U_{ст} = 31$ В; $U_n = 0$ В; $f_i = 132$ кГц; $K_y = 2$; $K_i = 0,5$.

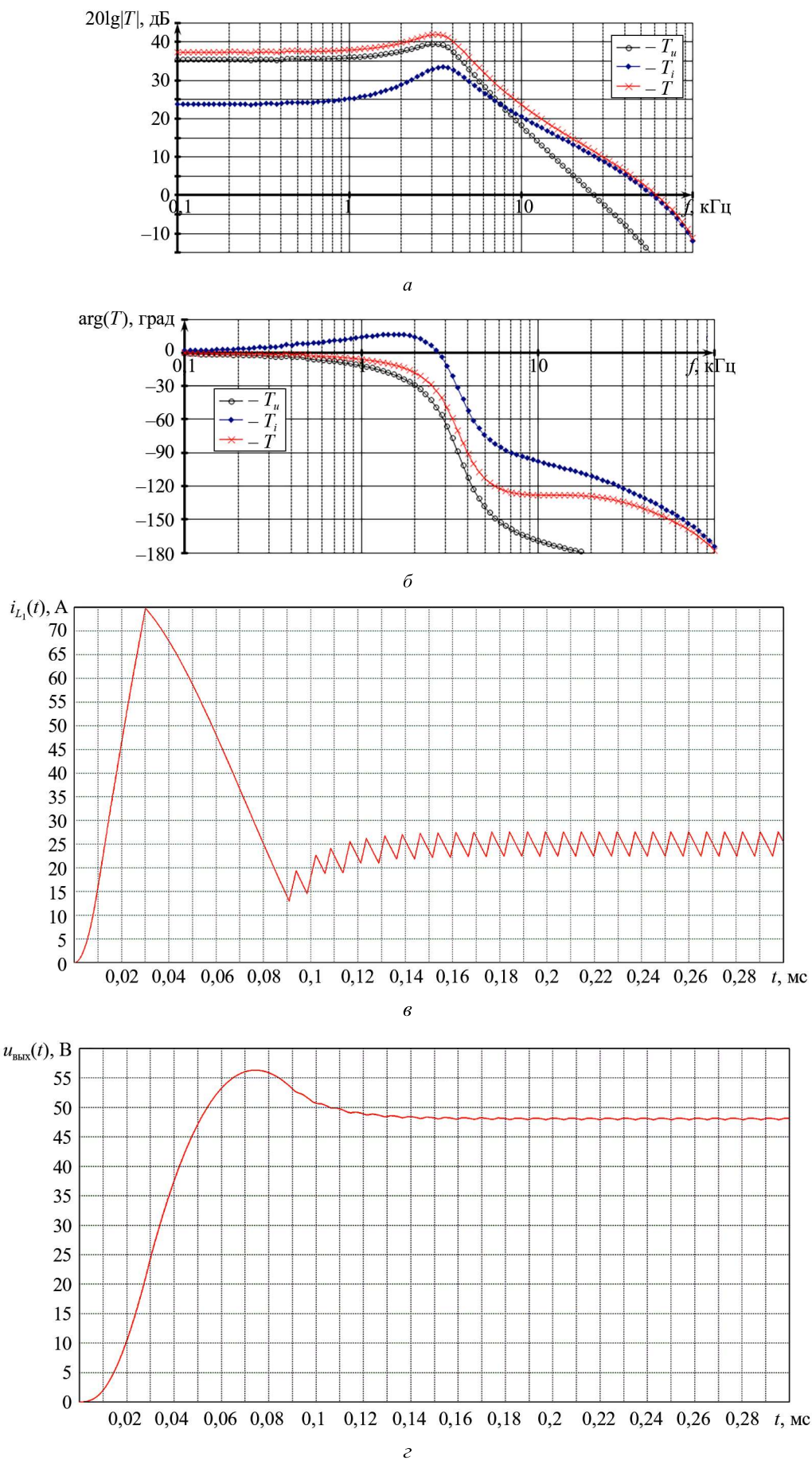


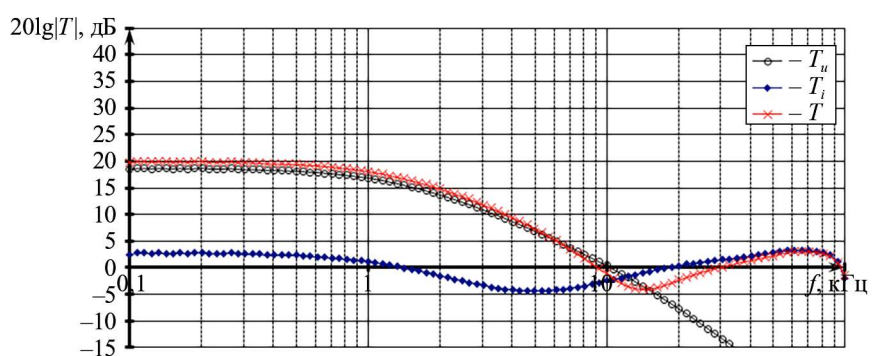
Рис. 6

Данный преобразователь находится в устойчивом режиме работы, что подтверждается частотными характеристиками петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 6, а, б) и временными диаграммами тока дросселя $i_{L_1}(t)$ (рис. 6, в) и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ (рис. 6, г) импульсного преобразователя напряжения.

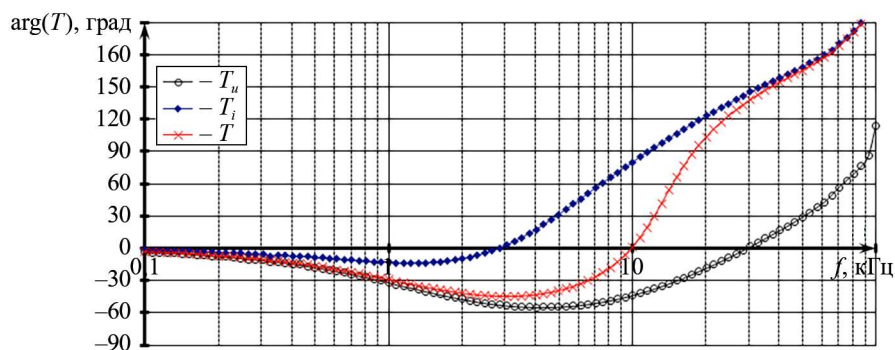
Обратная связь по току транзистора

Для импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора (см. рис. 2) принцип работы (см. рис. 4) аналогичен принципу работы импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 3), но частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора (рис. 7, а, б) значительно отличаются от частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6, а, б). Они имеют совершенно другой вид, хотя временные диаграммы тока дросселя $i_{L_1}(t)$ (рис. 7, в) и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ (рис. 7, г) импульсного преобразователя напряжения достаточно близки (рис. 6, в, г). Параметры импульсного преобразователя напряжения аналогичные: $L_1 = 50$ мкГн; $C_1 = 40$ мкФ; $r_{L_1} = 50$ мОм; $r_{C_1} = 50$ мОм; $U_{\text{вх}} = 160$ В; $U_{\text{вых}} = 48$ В; $R_{\text{н}} = 1,92$ Ом; $\alpha = 0,5$; $U_{\text{эт}} = 31$ В; $U_{\text{п}} = 0$ В; $f_i = 132$ кГц; $K_y = 2$; $K_i = 0,5$.

В импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора изменяется характер частотных характеристик петлевого усиления контура по напряжению: их порядок понижается со второго до первого. Данное явление было отмечено на ранних этапах исследований подобных преобразователей, что обусловило выделение их в отдельный класс – преобразователи с управлением по току [1–5]. В связи с этим в линейных моделях указанных преобразователей цепь второго порядка заменяется цепью первого порядка [2–5, 9–14].



а



б

Рис. 7 (Начало)

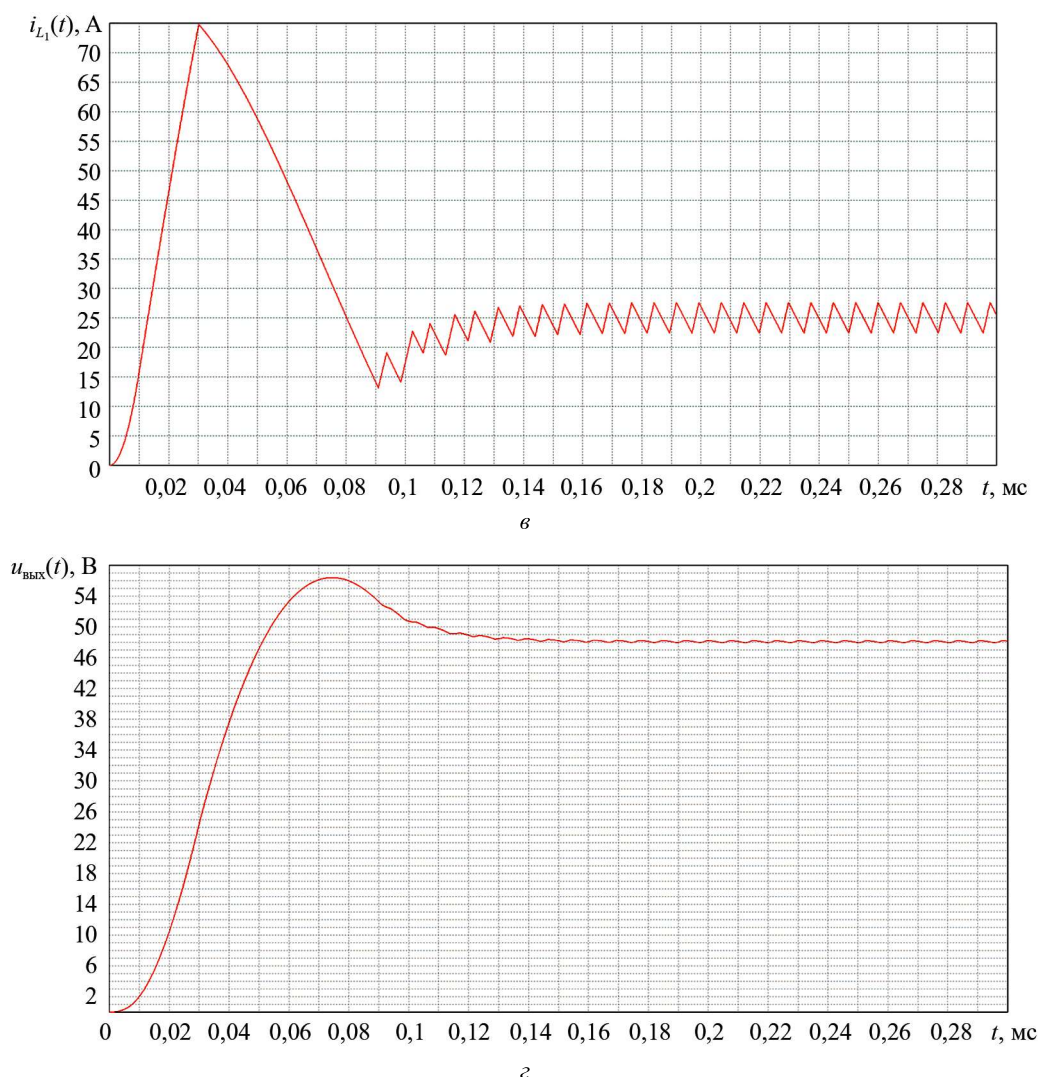


Рис. 7 (Окончание)

С другой стороны, фазочастотные характеристики петлевого усиления как по напряжению, так и по току демонстрируют поведение, характерное для неминимально-фазовой цепи, сопровождающееся возрастанием фазового сдвига. Следовательно, импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по току транзистора не может рассматриваться как цепь первого порядка; он представляет собой неминимально-фазовую цепь более высокого порядка, которая проявляет свойства, близкие к свойствам цепи первого порядка.

Доказывая данное утверждение, рассмотрим возбуждение импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по току дросселя (см. рис. 1) и импульсного преобразователя с отрицательной обратной связью по току транзистора (см. рис. 2). Указанные преобразователи переходят в автоколебательный режим при коэффициенте усиления $K_y = 8$, что подтверждается их временными диаграммами тока дросселя $i_{L_1}(t)$ (рис. 8, а) и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ (рис. 8, б), которые для обоих преобразователей практически идентичны. При $K_y = 7$ временные диаграммы тока дросселя $i_{L_1}(t)$ (рис. 8, в) и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ (рис. 8, г) демонстрируют устойчивый режим.

Частотные характеристики петлевого усиления каждого преобразователя (рис. 9) на границе устойчивости ($K_y = 7$) также демонстрируют возможный автоколебательный режим на частоте 66 кГц (половина тактовой частоты): импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по току дросселя имеет запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 4,9^\circ$ (рис. 9, а, б), импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по току транзистора – $\Delta\varphi = 0,1^\circ$ (рис. 9, в, г).

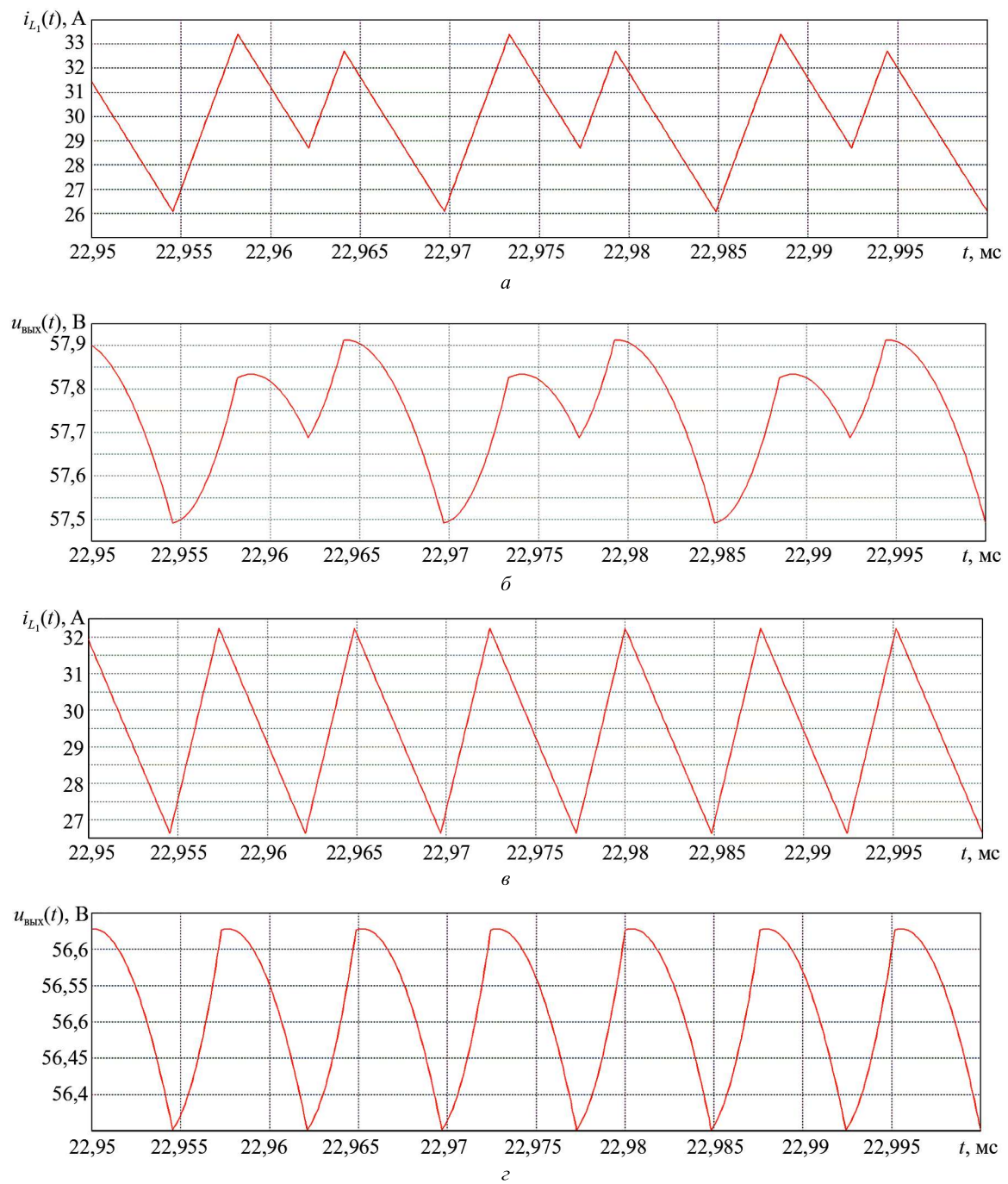


Рис. 8

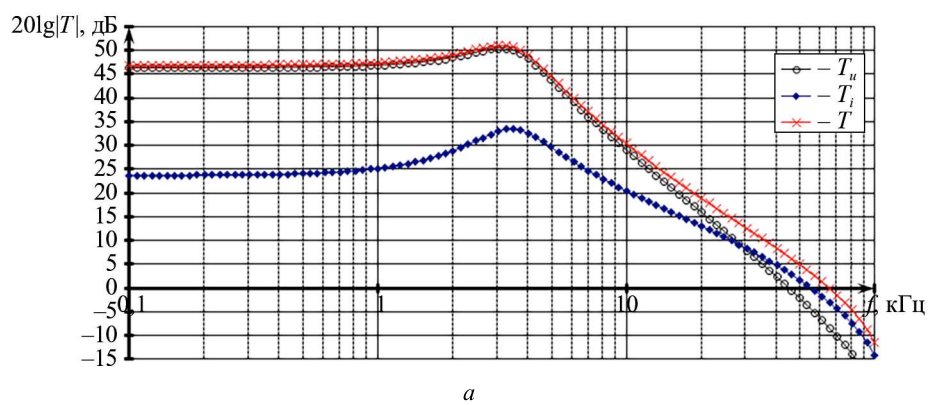
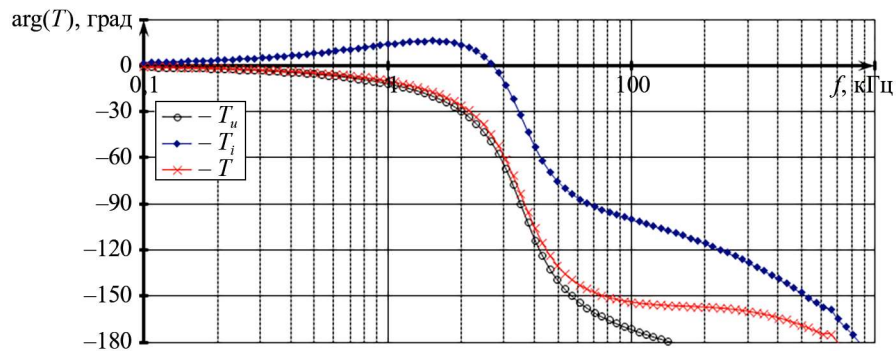
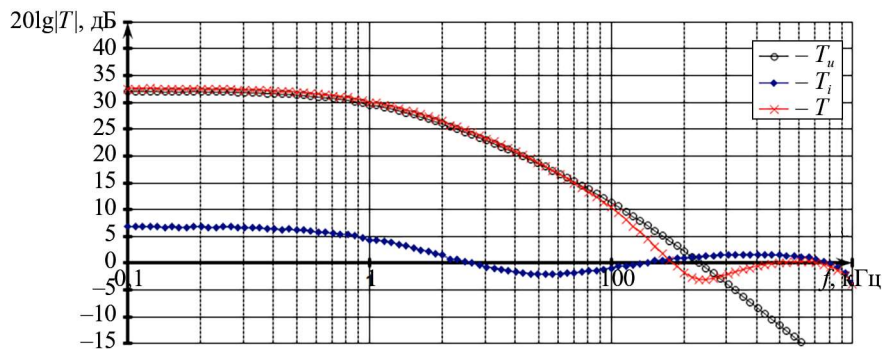


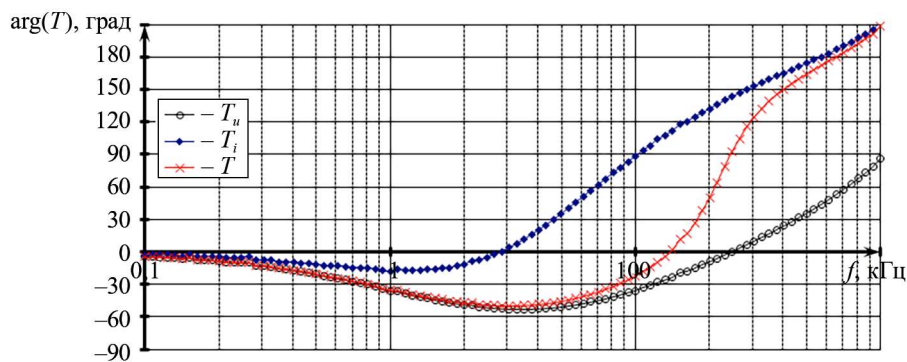
Рис. 9 (Начало)



а



б



в

Рис. 9 (Окончание)

Согласно первоначальной оценке запас устойчивости по фазе у импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по току дросселя выше, и, следовательно, переход в автоколебательный режим должен происходить при большем значении коэффициента усиления K_y . Однако на практике оба преобразователя переходят в автоколебательный режим практически при одинаковых значениях K_y . Это объясняется тем, что, во-первых, при $K_y = 7$ и ниже импульсный преобразователь с отрицательной обратной связью по току дросселя является абсолютно устойчивым (логарифмическая амплитудно-частотная характеристика на высоких частотах не меняет направление), тогда как преобразователь с обратной связью по току транзистора является условно устойчивым (логарифмическая амплитудно-частотная характеристика на высоких частотах меняет направление); во-вторых, в области высоких частот существенную роль играет нелинейный характер импульсного преобразователя напряжения. В связи с этим можно считать, что запас устойчивости по фазе менее 5° соответствует границе устойчивости [5, 15, 16].

Данные частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора (см. рис. 9, в, г) практически нигде ранее не были получены. Обычно для измерения петлевого уси-

ления импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора используют другую схему измерения [3, 5, 15, 17] (рис. 10, а), где в каждой точке (помечено символом $\times$) помещают источник возмущения и определяют следующее соотношение комплексных амплитуд напряжений:

$$H(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_{1U}(j\omega)}. \quad (8)$$

Однако, как было показано [7, 16], используя соотношение (8), можно лишь измерить суммарный T_1 (если есть точка суммирования контуров, как обозначено на рис. 10, б), внешний T_2 и внутренний T_3 контуры петлевого усиления преобразователя.

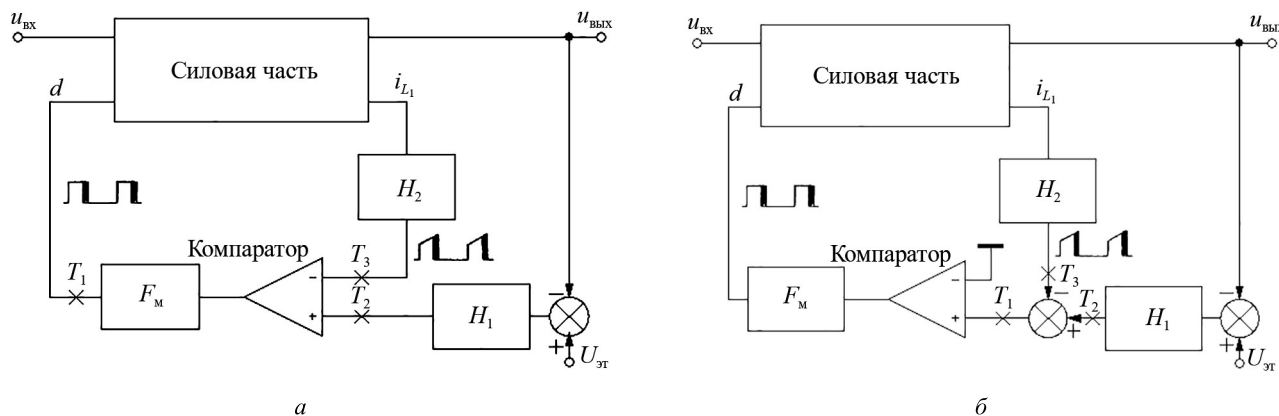


Рис. 10

Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 11, а) и фазочастотную (рис. 11, б) характеристики контуров T_1 , T_2 , T_3 . В связи с тем что суммарный контур T_1 петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения не всегда удастся измерить, измеряют только внешний T_2 [5] или внутренний T_3 [3] контур петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Контур петлевого усиления T_2 , T_3 позволяют лишь установить факт устойчивости или нахождения преобразователя на границе устойчивости, однако не обеспечивают возможности оценки запасов устойчивости. Кроме того, их использование затрудняет проектирование корректирующих звеньев, поскольку контуры T_2 , T_3 оказываются взаимозависимыми, а также зависят от контуров по выходному напряжению и току. В связи с этим для импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора предлагаются рекомендации для выбора параметров звеньев коррекции (используется в основном один тип коррекции – пропорционально-интегрирующее звено в контуре по напряжению) [5]. Рассматривается данный импульсный преобразователь напряжения как преобразователь с одноконтурной отрицательной обратной связью с управлением по току транзистора [2–5, 9–14].

Импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора (см. рис. 2) – это преобразователь с двухконтурной отрицательной обратной связью с той лишь разницей, что контур по току транзистора изменяет частотные характеристики ШИМ-модулятора. Самый простой способ уменьшить это влияние – поставить интегрирующую цепь по выходу токового контура.

Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 12, а) и фазочастотную (рис. 12, б) характеристики петлевого усиления (различные контуры) для рассмотренного импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению ($K_y = 10$) и току транзистора ($K_i = 0,5$ с интегрирующей RC -цепью: $R_k = 100$ Ом; $C_k = 20$ нФ). Данный преобразователь устойчив, что подтверждается амплитудно-частотной (рис. 12, а) и фазочастотной (рис. 12, б) харак-

теристиками импульсного преобразователя напряжения, а также временными диаграммами тока дросселя $i_{L_1}(t)$ (рис. 12, в) и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ (рис. 12, г) импульсного преобразователя напряжения.

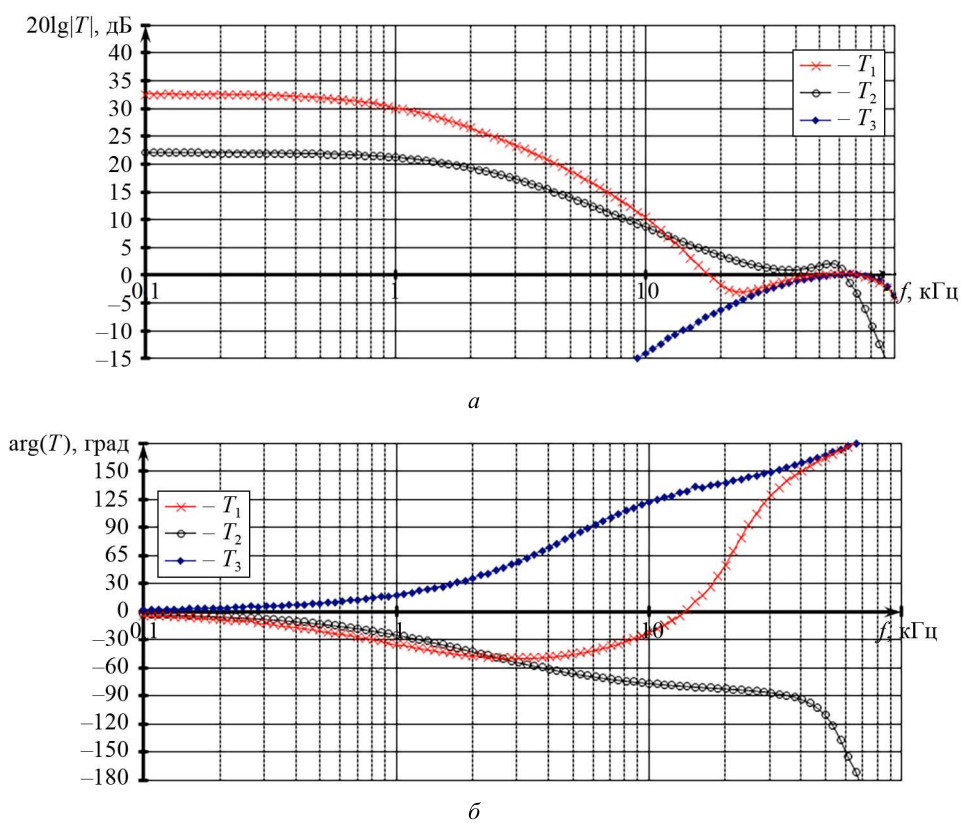


Рис. 11

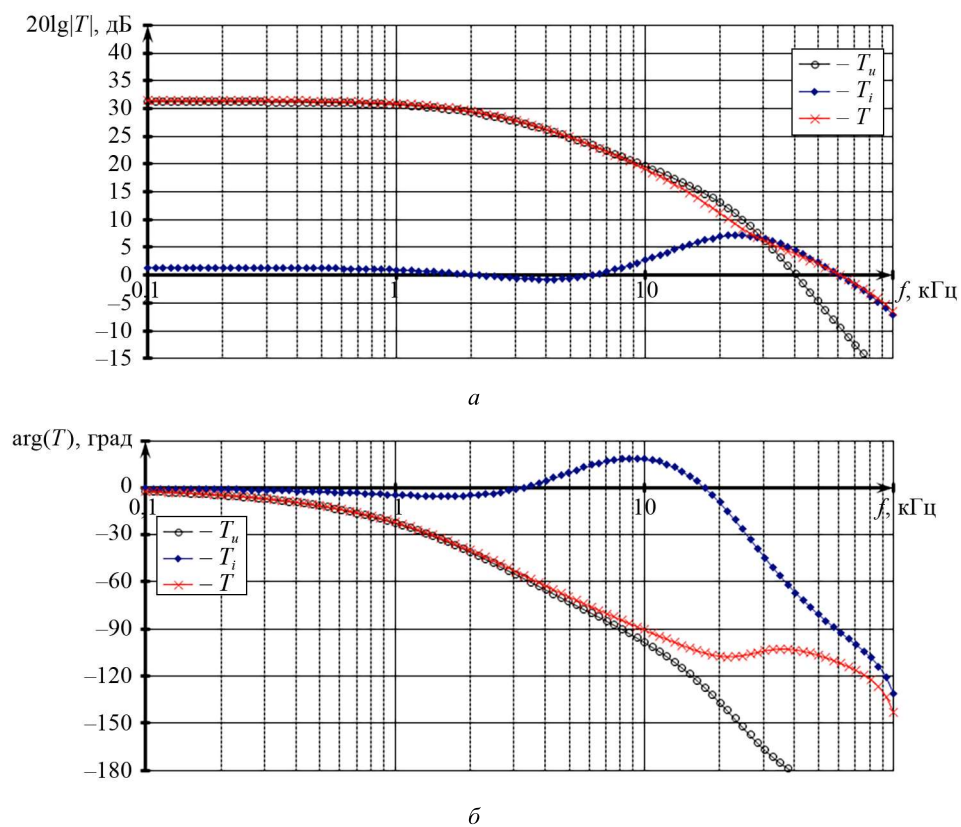
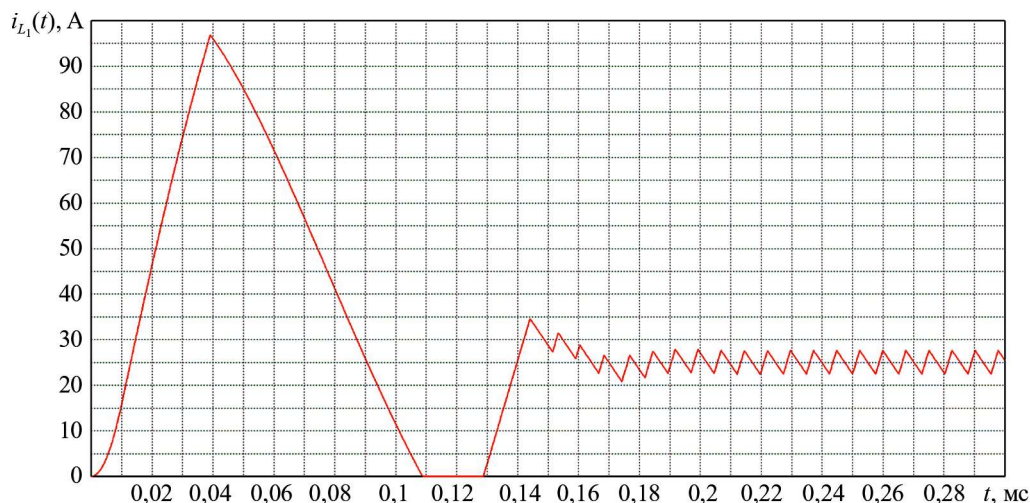
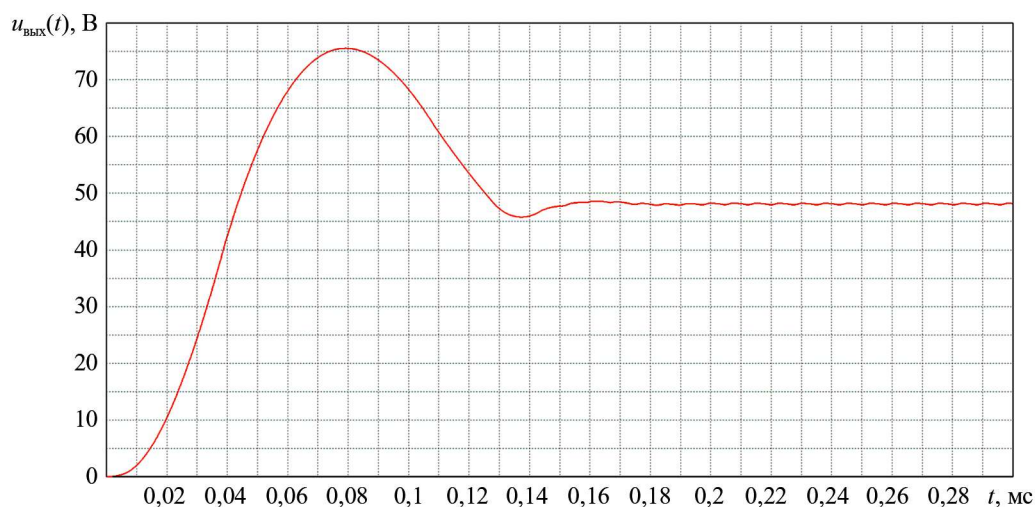


Рис. 12 (Начало)



а



б

Рис. 12 (Окончание)

В итоге добавление RC -цепи в токовый контур позволило увеличить коэффициент стабилизации преобразователя до 31,5 дБ, а также запас устойчивости по фазе до 60° (см. рис. 12, а, б) благодаря возможности рассмотрения по отдельности различных независимых контуров (контур по выходному напряжению и контур по току транзистора).

Эквивалентные частотные характеристики нелинейных блоков в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя

Для понимания причин изменения частотной характеристики ШИМ-модулятора рассмотрим по отдельности частотные характеристики каждого нелинейного блока в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью (см. рис. 5, а): передаточную функцию ШИМ-модулятора $H_{\text{ШИМ}}(j\omega)$, передаточную функцию ключевой силовой части $H_{\text{кл}}(j\omega)$ и передаточную функцию всей нелинейной части $H_{\text{нч}}(j\omega) = H_{\text{ШИМ}}(j\omega)H_{\text{кл}}(j\omega)$.

Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 13, а) и фазочастотную (рис. 13, б) характеристики ШИМ-модулятора (кривая 1), ключевой силовой части (кривая 2) и суммарной нелинейной части (кривая 3) в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению ($K_y = 10$) и току дросселя ($K_i = 0,5$).

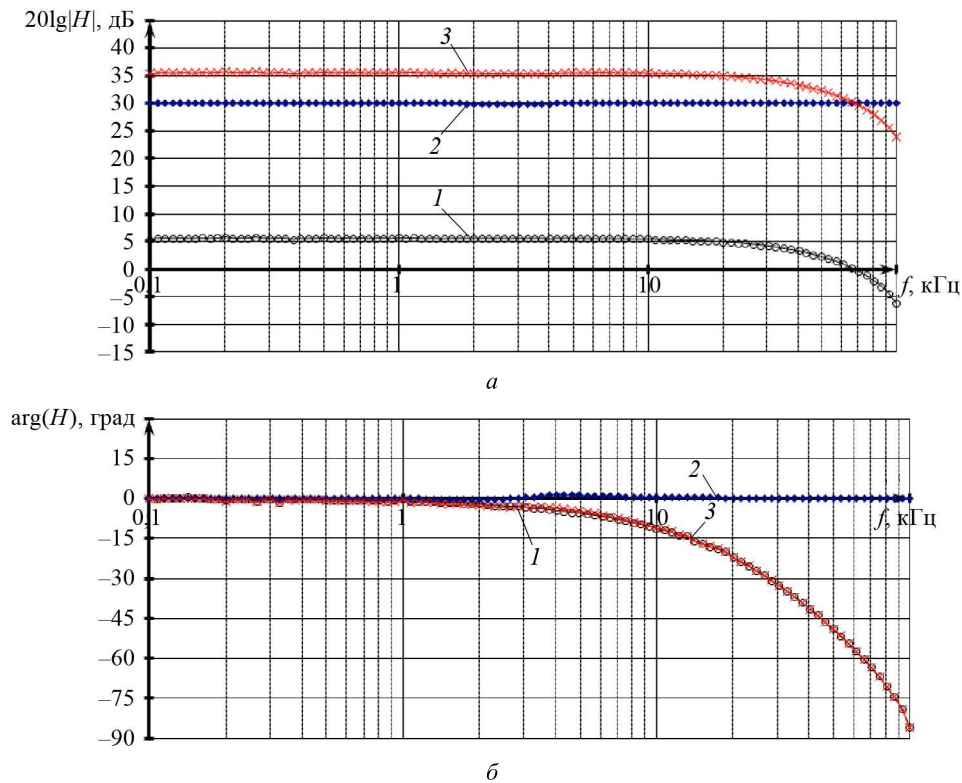


Рис. 13

Частотная характеристика в ШИМ-модуляторе (рис. 13, кривая 1) изменяется на высоких частотах (выше 10 кГц) из-за задержки обработки сигналов высокой частоты. В этом случае передаточную функцию ШИМ-модулятора можно представить как [6, 16]

$$H_{\text{ШИМ}}(j\omega) = K_{\text{ШИМ}} / (1 + j\omega\tau_{\text{зз}}), \quad (9)$$

где $\tau_{\text{зз}}$ – постоянная времени звена запаздывания; $K_{\text{ШИМ}}$ – коэффициент передачи ШИМ-модулятора, равный [6, 16, 18]

$$K_{\text{ШИМ}} = \frac{U_1}{U_{\text{п max}} + U_{\text{пэ max}}}, \quad (10)$$

где $U_{\text{п max}}$ – амплитуда внешнего пилообразного напряжения; $U_{\text{пэ max}}$ – амплитуда эквивалентного пилообразного напряжения, которое зависит от величины пульсаций сигнала ошибки на входе ШИМ-модулятора [6, 16, 18]; U_1 – максимальное напряжение на выходе ШИМ-модулятора.

Передаточная функция ключевой силовой части от частоты не зависит (рис. 13, кривая 2) и равна [6, 16, 18]

$$H_{\text{кл}}(j\omega) = U_{\text{вх}} / U_1, \quad (11)$$

где $U_{\text{вх}}$ – постоянное входное напряжение.

Тогда передаточная функция всей нелинейной части импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя будет равна

$$H_{\text{нч}}(j\omega) = H_{\text{ШИМ}}(j\omega)H_{\text{кл}}(j\omega) = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{п max}} + U_{\text{пэ max}}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau_{\text{зз}}}. \quad (12)$$

Данная передаточная функция $H_{\text{нч}}(j\omega)$ представляется в виде схемы с операционными усилителями (ОУ), представленной на рис. 14, а. В этой схеме каждое звено реализует передаточные функции $H_{\text{ШИМ}}(j\omega)$ и $H_{\text{кл}}(j\omega)$.

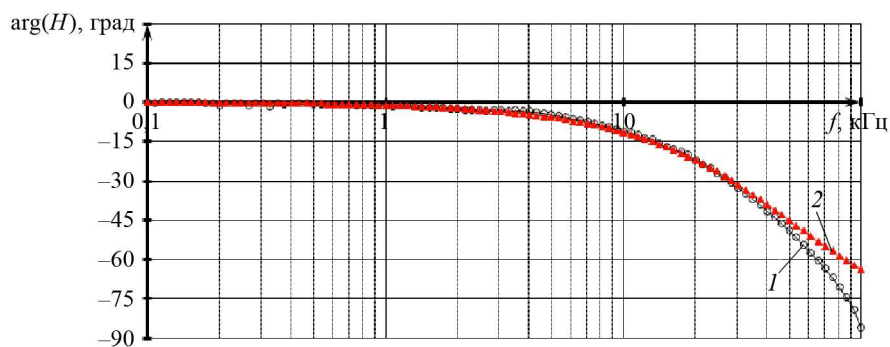
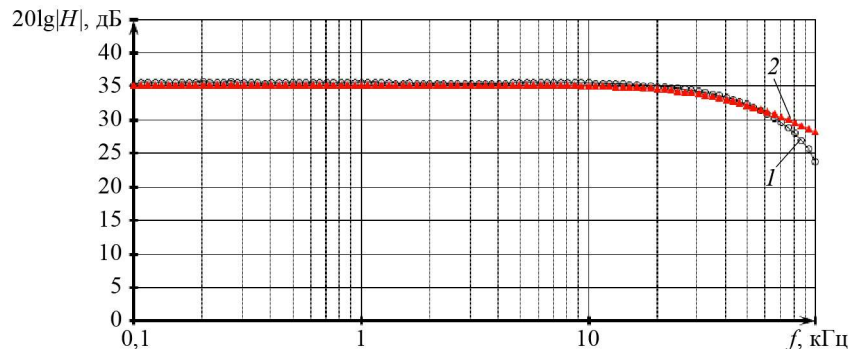
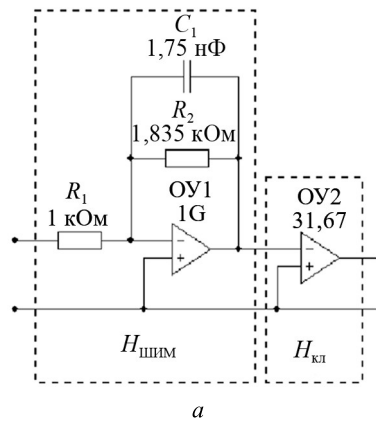


Рис. 14

Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 14, б) и фазочастотную (рис. 14, в) характеристики рассчитанной передаточной функции нелинейной части (кривая 1) и передаточной функции схемы замещения нелинейной части (кривая 2). Из рис. 14, б, в следует, что частотные характеристики передаточной функции схемы замещения нелинейной части хорошо согласуются с рассчитанными частотными характеристиками нелинейной части в импульсной модели импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя.

Эквивалентные частотные характеристики нелинейных блоков в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора

Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 15, а) и фазочастотную (рис. 15, б) характеристики ШИМ-модулятора (кривая 1), ключевой силовой части (кривая 2) и суммарной нелинейной части (кривая 3) в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению ($K_y = 10$) и току транзистора ($K_i = 0,5$). Как видно из рис. 15, а, б, частотная характеристика ШИМ-модулятора в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по току транзистора значительно отличается от частотной характеристики

ШИМ-модулятора в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по току дросселя (см. рис. 13). Данное различие обусловлено тем, что ток транзистора вследствие своего дискретного характера, в отличие от тока дросселя, изменяет частотную характеристику ШИМ-модулятора.

Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 15, а) и фазочастотную (рис. 15, б) характеристики передаточных функций тока дросселя и тока транзистора. Для тока дросселя приведены две зависимости: без учета (кривая 1) и с учетом (кривая 2) частотной характеристики силовой ключевой части. Кривая 3 отображает частотные характеристики передаточной функции тока транзистора.

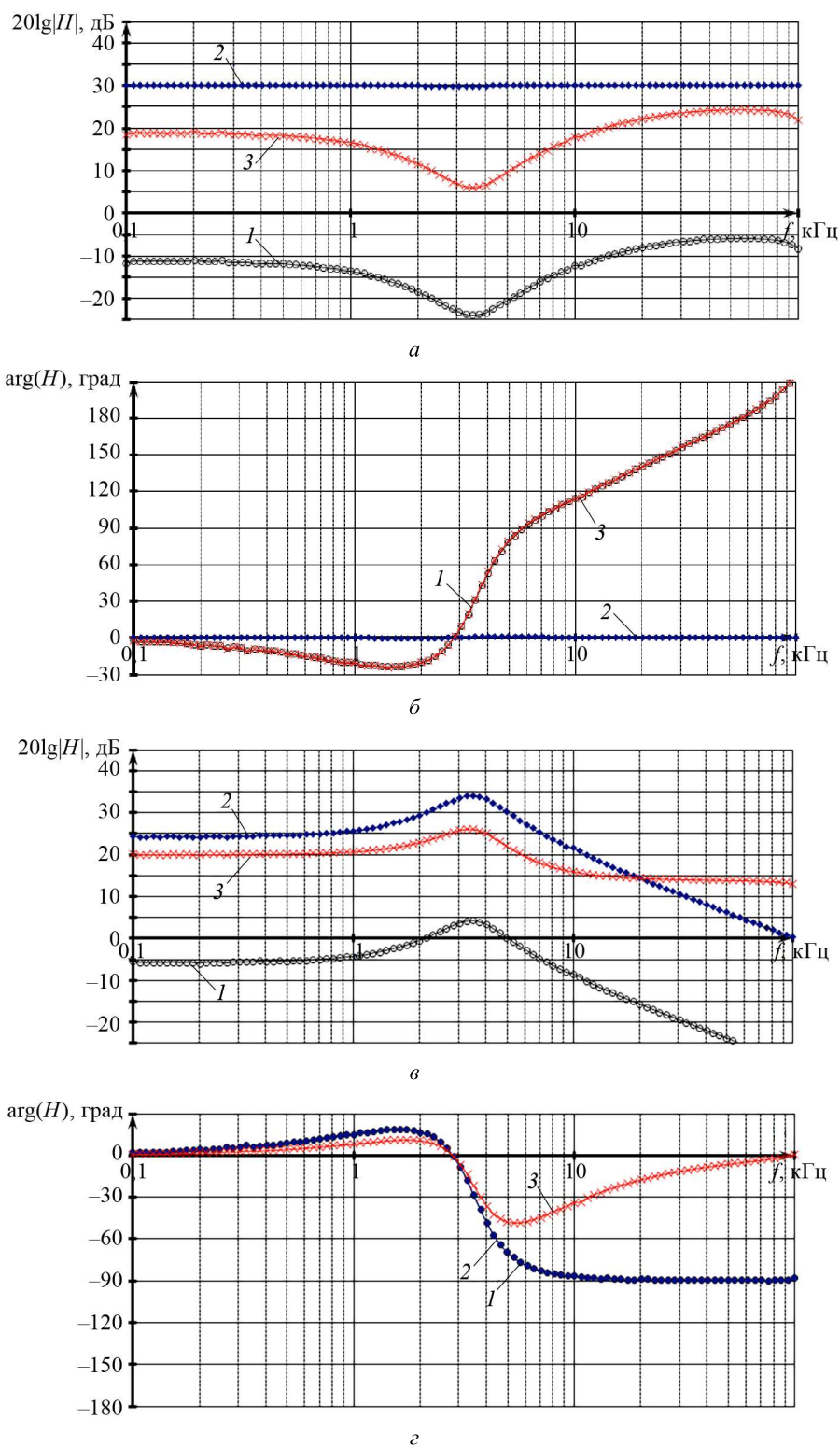
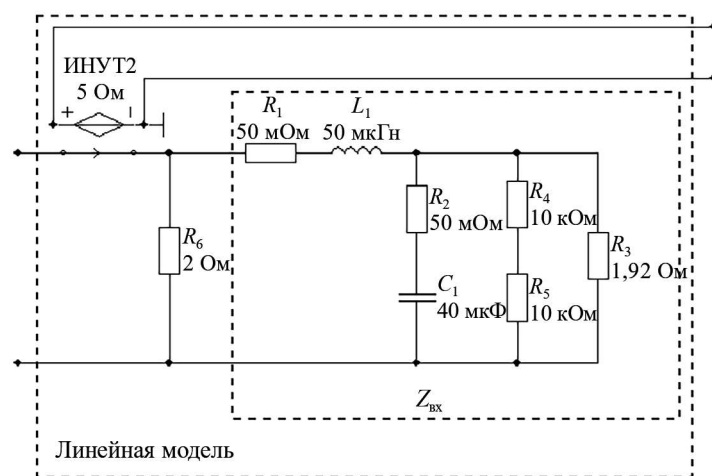


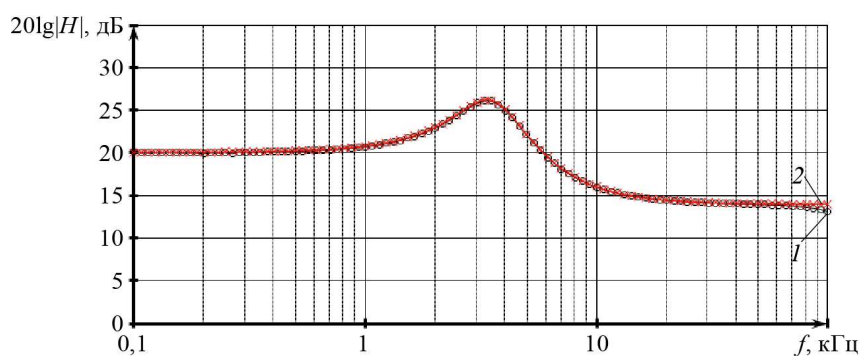
Рис. 15

Как видно из рис. 15, в, г, ток транзистора – это ток через параллельное соединение комплексного входного сопротивления силовой части $Z_{вх}$ и некоего омического сопротивления. Следовательно, для моделирования частотной характеристики тока транзистора можно воспользоваться схемой замещения, приведенной на рис. 16, а. Датчик тока в линейной модели (см. рис. 16, а) представляется источником напряжения, управляемым током (ИНУТ).

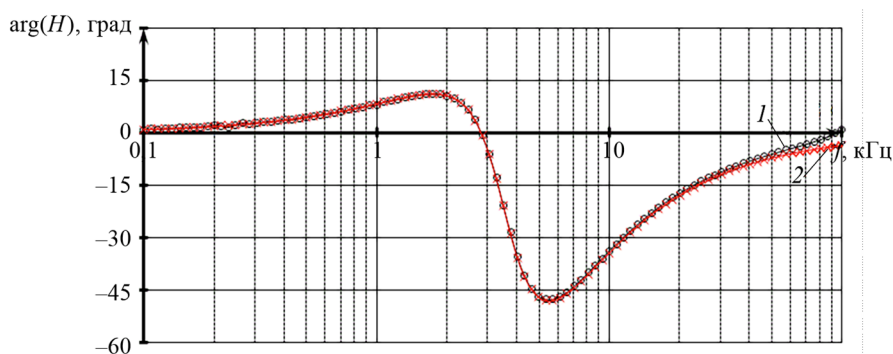
Приведем логарифмическую амплитудно-частотную (рис. 16, б) и фазочастотную (рис. 16, в) характеристики рассчитанной передаточной функции тока транзистора (кривая 1) и передаточной функции схемы замещения, моделирующей ток транзистора (кривая 2). Частотные характеристики линейной модели, описывающей передаточную функцию тока транзистора, демонстрируют высокую степень совпадения с экспериментально полученными частотными характеристиками тока транзистора в рамках импульсной модели преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора. Это подтверждает корректность исходного допущения о том, что ток транзистора определяется током, протекающим через параллельное соединение входного сопротивления силовой части $Z_{вх}$, задающего ток дросселя, и омического сопротивления R .



а



б



в

Рис. 16

Таким образом, частотные характеристики тока дросселя и тока транзистора существенно различаются (см. рис. 15, *в, з*; рис. 16, *б, в*). В работах [16, 18] показано, что в импульсном преобразователе напряжения понижающего типа частотные характеристики тока дросселя и тока конденсатора отличаются лишь коэффициентом. В то же время в научной литературе практически отсутствует анализ различий между частотными характеристиками передаточных функций тока дросселя и тока транзистора. Напротив, в силу близости характера протекания процессов управления током транзистора и током дросселя (см. рис. 3, 4), а также совпадения максимальных значений токов обычно предполагается близость их передаточных функций [15, 16, 19, 20]. Кроме того, в большинстве работ частотные характеристики передаточных функций токов транзистора и дросселя не рассматриваются отдельно, поскольку анализ ограничивается либо внешним [5, 15], либо внутренним контуром петлевого усиления [3], без выделения контуров по току и напряжению в преобразователе с двухконтурной отрицательной обратной связью. Отличие же частотных характеристик передаточных функций тока транзистора от тока дросселя обусловлено дискретным характером тока транзистора.

Из-за дискретного характера тока транзистора не только изменяется частотная характеристика токового контура петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, но и меняется частотная характеристика передаточной функции ШИМ-модулятора (см. рис. 15, *а, б*). Согласно данным частотным характеристикам ШИМ-модулятора наблюдается подъем фазочастотных характеристик (см. рис. 15, *б*) и снижение логарифмической амплитудно-фазовой частотной характеристики (см. рис. 15, *а*). Для обеспечения устойчивости и физической реализуемости рассматриваемой линейной электрической цепи необходимо, чтобы на более высоких частотах наблюдался спад фазочастотных характеристик. В таком случае цепь приобретает свойства условно устойчивой системы [5, 21]. Однако, поскольку указанный частотный диапазон характеризуется существенным проявлением нелинейных свойств импульсного преобразователя, в рамках настоящей статьи вопрос реализации схемы замещения данного ШИМ-модулятора не рассматривается.

На практике информация о токе транзистора, как правило, не вводится непосредственно в цепь с отрицательной обратной связью: для подавления высокочастотных составляющих и помех всегда предусматривается включение некоторого интегрирующего звена [5]. Как уже отмечалось в настоящей статье, наличие интегрирующего звена в контуре по току транзистора обуславливает характер частотных характеристик петлевого усиления (см. рис. 12, *а, б*), близкий к характеристикам петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6, *а, б*). В связи с этим рассмотрим реализацию схемы замещения ШИМ-модулятора в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора с интегрирующей цепью в контуре по току.

Частотные характеристики передаточной функции ШИМ-модулятора, содержащего интегрирующее звено (рис. 17, кривая 1), отличаются от характеристик модулятора без интегрирующего звена (см. рис. 15, *а, б*) наличием спада фазочастотных характеристик (рис. 17, *б*), что существенно упрощает построение схемы замещения. Для этого в схему замещения ШИМ-модулятора (см. рис. 14, *а*) достаточно ввести комплексное входное сопротивление $Z_{вх}$ (рис. 18). В полученной схеме замещения конденсатор C_2 моделирует задержку, вносимую ШИМ-модулятором, а сопротивления R_6 , R_7 определяют значения логарифмической амплитудно-частотной характеристики на низких и высоких частотах. В этом случае частотные характеристики предложенной схемы замещения (рис. 17, кривая 2) демонстрируют хорошее соответствие измеренным частотным характеристикам передаточной функции $H_{нч}(j\omega)$ (рис. 17, кривая 1) в импульсной модели импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора. Незначительные расхождения наблюдаются в логарифмических амплитудно-частотных (рис. 17, *а*) и фазочастотных характеристиках на частотах выше 50 кГц (см. рис. 17, *б*), что обусловлено нелинейным характером работы импульсного преобразователя напряжения.

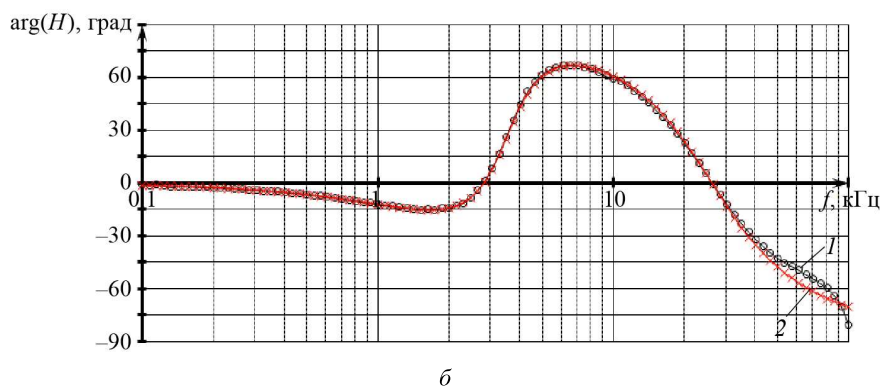
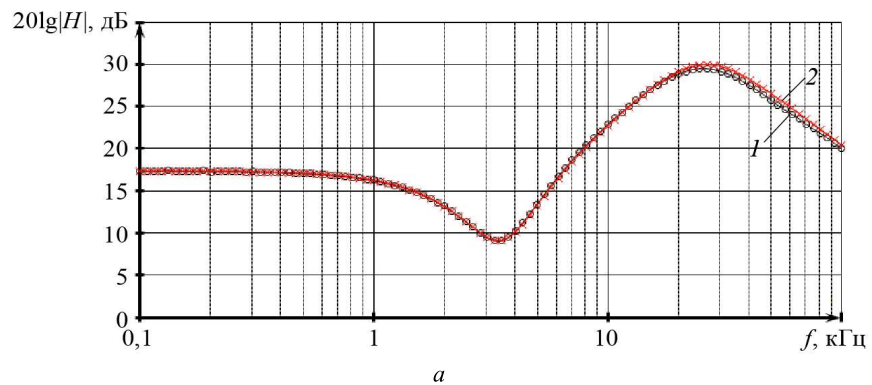


Рис. 17

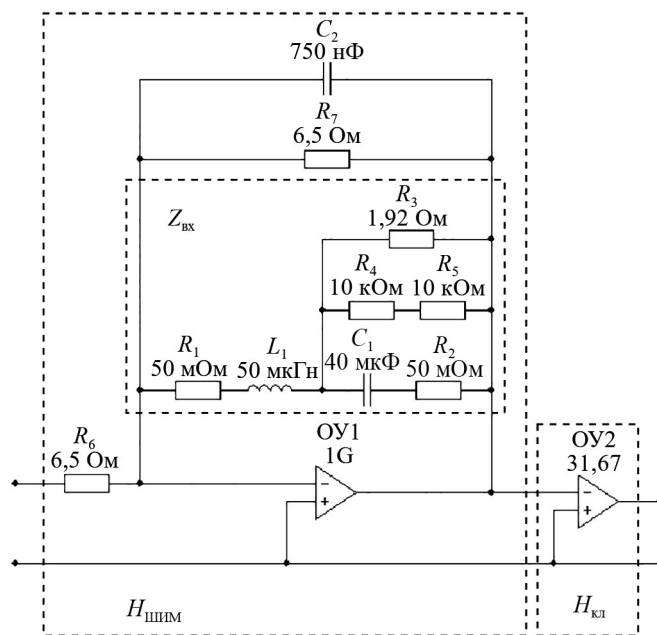


Рис. 18

Таким образом, передаточная функция ШИМ-модулятора с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора приобретает параметрический характер вследствие импульсного режима протекания тока транзистора. Это проявляется в том, что усиление ШИМ-модулятора оказывается зависимым от параметров силовой части сглаживающего фильтра импульсного преобразователя напряжения. Указанный факт представляет собой новый научный результат, свидетельствующий о том, что импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора по своей структуре является цепью второго порядка с двумя контурами отрицательной обратной связи и параметрическим ШИМ-модулятором.

Линейная модель импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора

На рис. 19 представлена линейная схема замещения импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора (с интегрирующим звеном в контуре по току). Каждый линейный и нелинейный блок в схеме замещения выделены пунктирными линиями. Получены логарифмическая амплитудно-частотная (рис. 20, *а*) и фазочастотная (рис. 20, *а*) характеристики контуров T , T_U , T_I петлевого усиления этой линейной модели импульсного преобразователя напряжения.

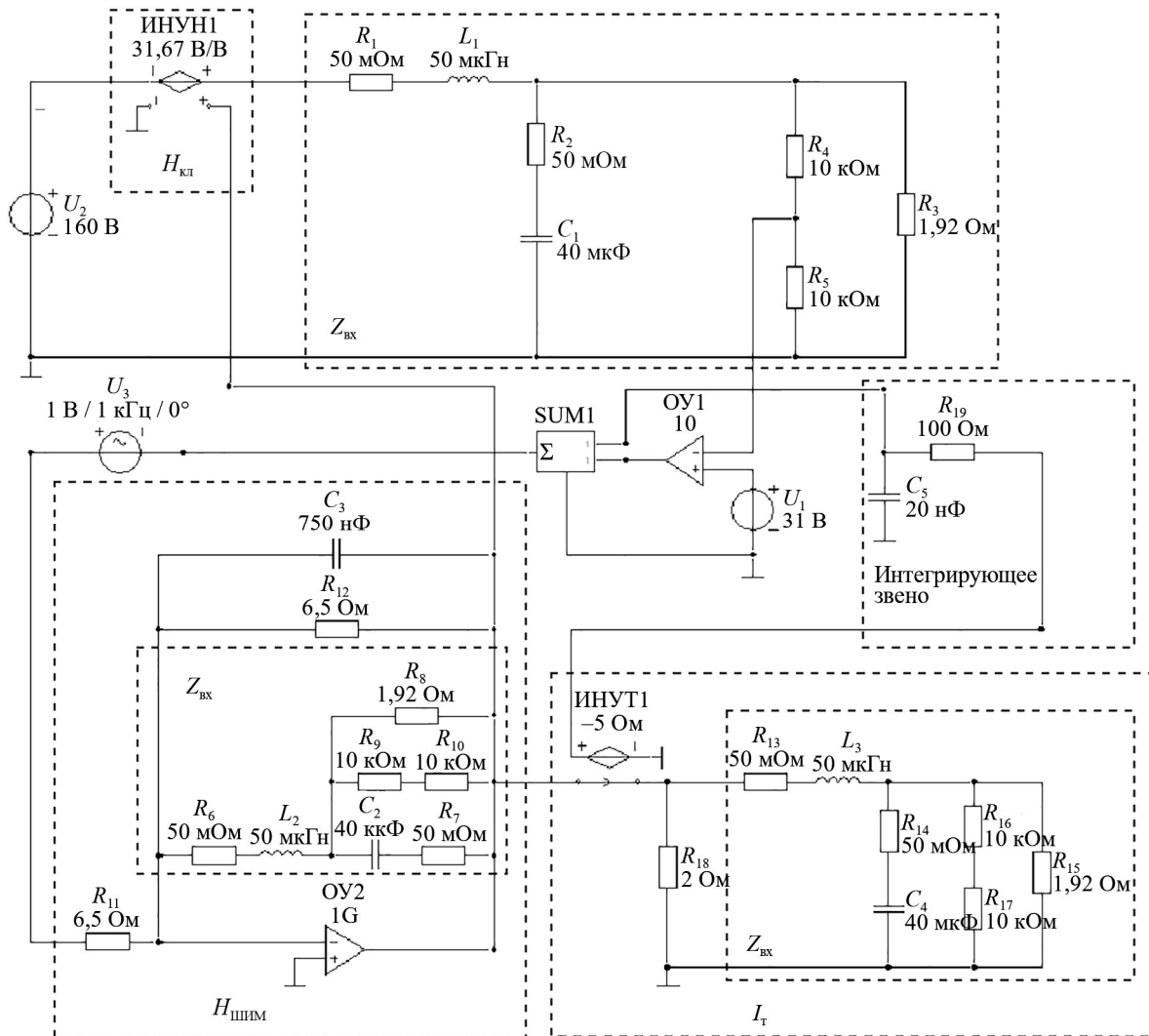


Рис. 19

Полученные частотные характеристики петлевого усиления линейной модели импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 20) и импульсной модели импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 12, *а, б*) демонстрируют хорошее совпадение, что говорит о корректности использования полученной линейной модели импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 19).

Полученные результаты вновь подтверждают, что импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора следует рассматривать как систему с двухконтурной отрицательной обратной связью, а не как цепь первого порядка с одним контуром обратной связи [2–5, 9–15]. Такой подход обеспечивает возможность раздельного анализа каждого контура отрицательной обратной связи, что позволяет более гибко осуществлять построение корректи-

рующих цепей, а также вводить дополнительные контуры обратной связи. Кроме того, отпадает необходимость выделять преобразователи с отрицательной обратной связью по току транзистора в отдельный класс – преобразователи с управлением по току. Данные устройства представляют собой тот же класс преобразователей, но с параметрическим коэффициентом усиления ШИМ-модулятора. Тем более не следует относить их к одному классу с импульсными преобразователями напряжения с отрицательной обратной связью по току дросселя или конденсатора, которые, в отличие от импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по току транзистора, имеют обычный (не параметрический) коэффициент усиления ШИМ-модулятора со звеном запаздывания.

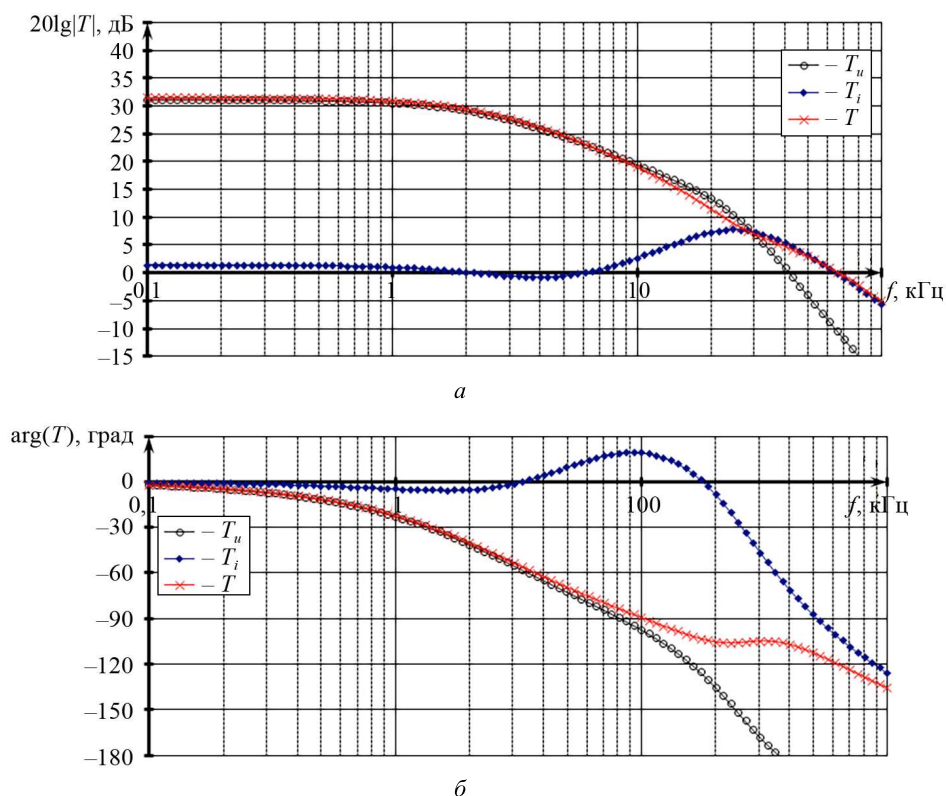


Рис. 20

Таким образом, в работе проведено сравнение частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя и петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора. Показана особенность использования отрицательной обратной связи по току транзистора.

По частотным характеристикам ток дросселя и ток транзистора существенно отличаются.

Приведена схема замещения для определения тока транзистора.

Дискретный характер тока транзистора оказывает влияние не только на частотную характеристику токового контура петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, но и на частотную характеристику самого ШИМ-модулятора. Представлена схема замещения ШИМ-модулятора для случая использования отрицательной обратной связи по току транзистора. Установлено, что ШИМ-модулятор имеет параметрическое усиление, вследствие чего частотная характеристика петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по току транзистора приобретает вид, аналогичный частотной характеристике цепи первого порядка.

Импульсный преобразователь напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора необходимо считать цепью второго порядка с двухконтурной отрицательной обратной связью.

Приведена линейная модель импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току транзистора, частотные характеристики петлевого усиления которой подтвердили корректность предложенной модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Middlebrook R.D.* Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1987. Vol. PE-2. № 2. P. 109–124.
2. *Коржавин О.А.* Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. М.: Радио и связь, 1997. 300 с.
3. *Kazimierzczuk M.K.* Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2008. 925 p.
4. *Kondrath N.* Relative Stability of the Inner-Current Loop of Peak Current-Mode Controlled PWM DC–DC Converters in CCM. Wright State University, 2010. 127 p.
5. *Riddley R.B.* Power Supply Design. Ridley Engineering, Inc., 2012. Vol. 1. Control. 166 p.
6. *Шушпанов Д.В.* О построении многоконтурной отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2025. № 1. С. 194–218.
7. *Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В.* Измерение петлевого усиления в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью // *Актуальные проблемы электронного приборостроения: Тр. 12-й Междунар. науч.-техн. конф., г. Новосибирск, 2–4 окт. 2014*. Новосибирск: НГТУ, 2014. Т. 7. С. 226–232.
8. *Шушпанов Д.В.* Использование символично-топологического метода для анализа устойчивости линейных электрических цепей // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2025. № 7. С. 14–47.
9. *Riddley R.B.* A New Small-Signal Model for Current-Mode Control. Virginia Polytechnic Institute and State University, 1990. 196 p.
10. *Riddley R.B.* An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control. Ridley Engineering, Inc., 1999. 22 p.
11. *Kimhi D., Ben-Yaakov S.* A SPICE Model for Current-Mode PWM Converters Operating Under Continuous Inductor Current Conditions // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. № 2. P. 281–286.
12. *Морозов В.* Проблемы устойчивости работы DC/DC- и AC/DC-преобразователей с управлением по пиковому току // *Электронные компоненты*. 2008. № 8. С. 21–33.
13. *Li J., Lee F.C.* New Modeling Approach and Equivalent Circuit Representation for Current-Mode Control // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2010. Vol. 25. Iss. 5. P. 1218–1230.
14. *Tian S. et al.* Equivalent Circuit Model of Constant on-Time Current Mode Control with External Ramp Compensation // *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sept. 14–18, 2014, Pittsburgh, USA. 2014. P. 3747–3754.
15. *Смирнов В.С.* Эквивалентные частотные характеристики транзисторных ключевых устройств с отрицательной обратной связью: математическое моделирование, методика измерения и оптимизации: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб., 2007. 17 с.
16. *Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В.* Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 540 с.
17. *Cho B.H., Lee F.C.Y.* Measurement of Loop Gain with the Digital Modulator // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1986. Vol. PE-1. № 1. P. 55–62.
18. *Дмитриков В.Ф. и др.* Влияние пульсаций выходного напряжения импульсного преобразователя на коэффициент стабилизации выходного напряжения // *Физика и технические приложения волновых процессов*. 2009. № 1. С. 105–112.
19. *Vorperian V.* Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch. Continuous Conduction Mode // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1990. Vol. 26. Iss. 3. P. 490–496.
20. *Basso C.P.* Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supply: A Tutorial Guide. Boston – London: Artech House Publishers, 2012. 593 p.
21. *Белецкий А.Ф.* Теория линейных электрических цепей. СПб.: Лань, 2009. 544 с.

Поступила в редакцию 7.11.25

После доработки 10.11.25

Принята к публикации 10.11.25

Loop Gain of a Pulsed Voltage Converter with Output Voltage Loop and Transistor Current Loop Negative Feedback

D.V. SHUSHPANOV

Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg

The paper compares the loop gain frequency characteristics of a buck converter with two-loop feedback for the output voltage and inductor current against the loop gain frequency characteristics of a buck converter with two-loop feedback for the output voltage and transistor current. The reasons for the discrepancy in the loop gains frequency characteristics of the converters are shown. It is shown that the PWM modulator in the transistor current feedback converter has parametric gain. A linear model of a converter with two-loop feedback for the output voltage and transistor current is presented, the loop gains frequency characteristics of which confirmed the correctness of the model proposed.

Stability, loop gain, pulse voltage converter, linear model, multi-loop feedback, current control