

## О построении многоконтурной отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения

*Проведен ретроспективный обзор методов проектирования линейных контуров отрицательной обратной связи импульсного преобразователя напряжения, использующих различные способы перехода от нелинейного импульсного преобразователя напряжения к линейной модели. Данные методы позволяют применять частотные критерии устойчивости, наиболее удобные и наглядные для инженерного анализа. Показана важность корректного определения (расчета и измерения) петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения для определения устойчивого режима работы импульсного преобразователя напряжения, а также важность корректного определения (расчета и измерения) частотных характеристик различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью.*

**Д.В. ШУШПАНОВ,**  
канд. техн. наук  
(Санкт-Петербургский  
государственный  
университет  
телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,  
Санкт-Петербург)  
dimasf@inbox.ru

**Устойчивость, петлевое усиление, импульсный преобразователь напряжения, многоконтурная отрицательная обратная связь, управление по напряжению, 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. Благодаря глубокой отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения, с одной стороны, получают большой коэффициент стабилизации выходного напряжения [1–5], что требуется для современной более требовательной аппаратуры [6–8], с другой стороны, возможна неустойчивая работа импульсного преобразователя напряжения – автоколебательный режим [1–5]. В связи с этим важной задачей при построении импульсного преобразователя напряжения является такое построение отрицательной обратной связи, чтобы импульсный преобразователь напряжения удовлетворял требуемым характеристикам и работал в устойчивом режиме. Решение этой задачи усложняется еще и тем, что такие импульсные преобразователи напряжения с отрицательной обратной связью по факту являются замкнутыми импульсными системами автоматического управления со значительной нелинейностью [9].

Существуют следующие методы проектирования различных контуров отрицательной обратной связи импульсного преобразователя напряжения.

1. Методы, основанные на каком-либо методе линеаризации (переход от нелинейного импульсного преобразователя напряжения к линейной модели), позволяющей использовать частотные критерии устойчивости [1, 10], наиболее удобные для инженерного анализа.

2. Методы, использующие теорию нелинейных систем, теорию бифуркации и хаоса, т. е. методы нелинейной динамики.

Практическое преимущество первого подхода [2–5, 11–15] в том, что он позволяет определить не только устойчивость/неустойчивость импульсного преобразователя напряжения, но и определить запасы устойчивости по амплитуде и фазе и, следовательно, требования к необходимому звену коррекции [4, 5, 16]. Однако у данного метода имеются ограничения, которые существенно влияют на область его применения, – корректность перехода от нелинейной модели импульсного преобразователя напряжения к линейной модели импульсного преобразователя напряжения, т. е. вопрос корректности использования линейной модели импульсного преобразователя напряжения.

В то же время у второго подхода [17–22] данного ограничения не наблюдается, поскольку он базируется на методах нелинейной динамики. Кроме того, преимущество второго подхода – проектирование нелинейного контура цифровой отрицательной обратной связи [22]. Однако главным ограничением второго подхода является выбор динамического режима импульсного преобразователя напряжения при за-

данных параметрах. В нем не используется понятие устойчивости нелинейной системы, а рассматривается множество возможных динамических режимов нелинейной системы. Из-за использования более сложного математического аппарата вкупе с отсутствием наглядного частотного критерия (как в линейных системах) данный подход проектирования контуров отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения значительно менее распространен в инженерной практике.

Целью данной статьи является ретроспективный обзор методов проектирования линейных контуров отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения, использующих первый подход, так как обеспечивается большая наглядность по сравнению со вторым подходом при проектировании различных линейных контуров отрицательной обратной связи импульсного преобразователя напряжения.

### Управление по напряжению, или одноконтурная отрицательная обратная связь

Рассмотрим вопрос устойчивости импульсного преобразователя напряжения с одним контуром отрицательной обратной связи по выходному напряжению, или импульсного преобразователя напряжения с управлением по напряжению [4, 11, 23]. Преобразователь состоит из двух элементов – силовой части и отрицательной обратной связи (рис. 1).

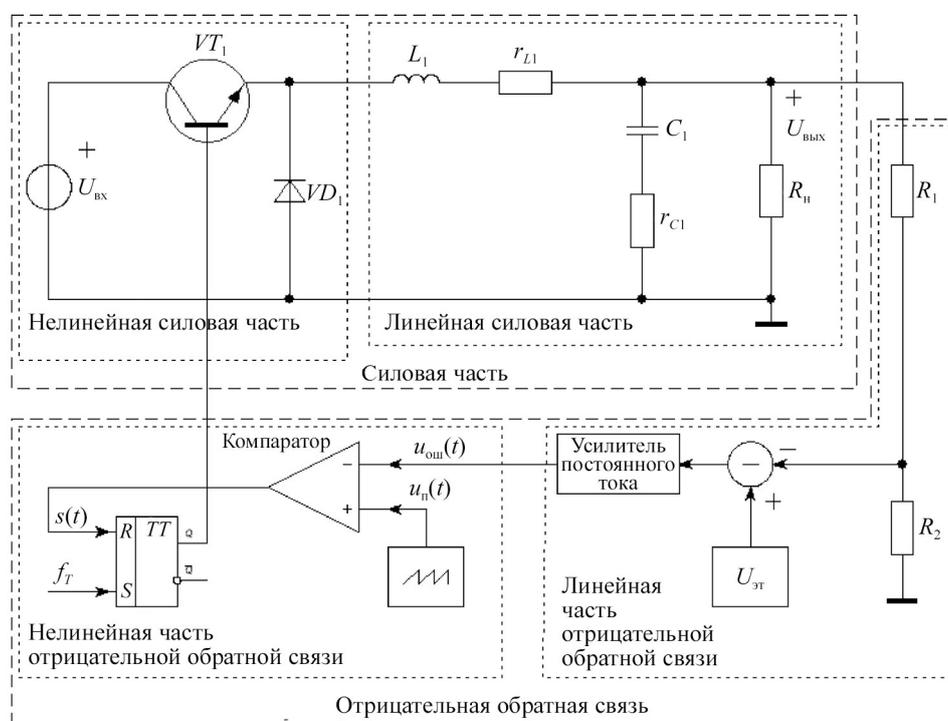


Рис. 1. Импульсный преобразователь напряжения с управлением по напряжению на примере преобразователя понижающего типа

На рис. 1 приведен преобразователь понижающего типа как пример силовой части импульсного преобразователя напряжения. В качестве силовой части импульсного преобразователя напряжения может быть использована любая другая структура (повышающий, инвертирующий, мостовой и другие преобразователи) [14, 24, 25]. Силовую часть любого импульсного преобразователя напряжения можно условно подразделить на нелинейную (содержащую нелинейные элементы – диоды и транзисторы) и линейную (содержащую только линейные элементы) части. В зависимости от сложности структуры силовой части импульсного преобразователя напряжения этих линейных и нелинейных составляющих силовой части преобразователя может быть несколько. В данном примере (преобразователь понижающего типа) силовая часть импульсного преобразователя напряжения содержит одну нелинейную и одну линейную части (см. рис. 1).

Отрицательную обратную связь импульсного преобразователя напряжения можно представить в виде двух составляющих – линейной части, которая усиливает разницу между эталонным и выходным напряжением (сигнал ошибки) с помощью усилителя постоянного тока, устанавливая коэффициент стабилизации выходного напряжения, и ШИМ-модулятора, преобразующего изменение сигнала ошибки в изменение длительности прямоугольных импульсов, что показано на рис. 2, где  $T$  – период переключения. ШИМ-модулятором является компаратор (см. рис. 1), сравнивающий сигнал ошибки  $u_{\text{ош}}(t)$  с линейно нарастающим пилообразным напряжением  $u_{\text{п}}(t)$ . Для обеспечения только одного переключения за период в ШИМ-модулятор добавлен  $RS$ -триггер (см. рис. 1).

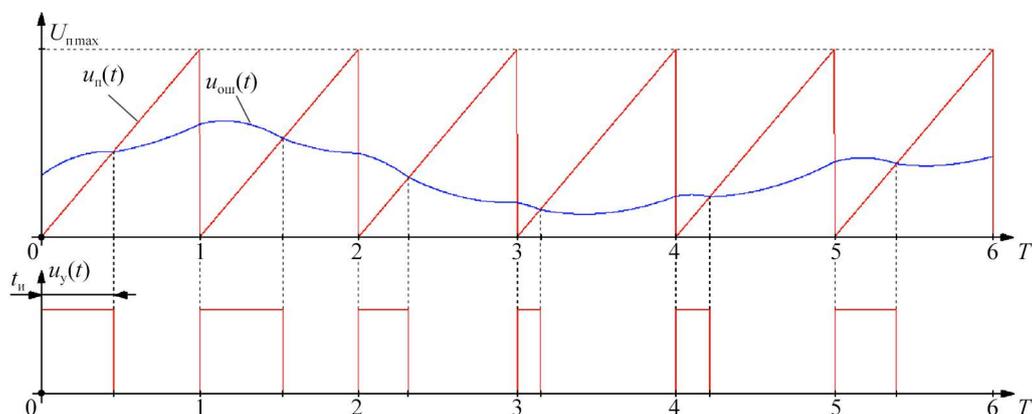


Рис. 2. Временные диаграммы работы ШИМ-модулятора в импульсном преобразователе напряжения с управлением по напряжению

Самый распространенный вариант получения линейной модели импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 1) – использование метода усреднения и линеаризации [2, 11, 13, 26, 27]. Используя метод усреднения и линеаризации, получают петлевое усиление линейной модели импульсного преобразователя напряжения, по которой определяют устойчивость импульсного преобразователя напряжения и создают необходимые звенья коррекции в цепи отрицательной обратной связи. Однако данный метод определения устойчивости импульсного преобразователя напряжения имеет существенный недостаток: полученная линейная модель импульсного преобразователя напряжения может быть устойчивой, но при этом временные диаграммы токов и напряжения импульсного преобразователя напряжения демонстрируют неустойчивый режим работы импульсного преобразователя напряжения [28].

При последующем развитии метода усреднения и линеаризации и использовании других вариантов построения линейной модели импульсного преобразователя напряжения [14, 23, 29, 30] также не всегда корректно определялось состояние (устойчиво работает или нет) импульсного преобразователя напряжения, так как ни в одном методе не была оценена его погрешность и границы применения. Так, в работах [14, 31] было описано два метода измерения петлевого усиления в импульсной модели импульсного преобразователя напряжения – метод разомкнутого контура и метод замкнутого контура. Было показано [14, 31], что только с помощью петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, измеренного методом замкнутого контура, можно спрогнозировать неустойчивый режим работы импульсного преобразователя напряжения. В дальнейшем данный метод измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения применялся без использования линейной модели [2–5].

Для рассмотрения методов определения (расчета или измерения) петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения представим импульсный преобразователь напряжения (см. рис. 1) в виде некоторой линейной модели (рис. 3, а). В ней линейная силовая часть (см. рис. 1) представлена в виде четырехполюсника с комплексной передаточной функцией  $H_{\phi}(j\omega)$  (см. рис. 3, а), а линейная часть отрицательной обратной связи (см. рис. 1) – в виде линейного четырехполюсника с комплексной передаточной функцией  $H_{\pi}(j\omega)$  (см. рис. 3, а). Нелинейные силовые части и нелинейная часть отрицательной обратной связи представлены в виде линеаризованных четырехполюсников. Данные четырехполюсники

с комплексными передаточными функциями  $H_{\text{кл}}(j\omega)$  и  $H_{\text{ШИМ}}(j\omega)$  выделены на рис. 3, а штриховкой. В этом случае петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения [5]:

$$T(j\omega) = \frac{H_{\text{кл}}(j\omega)H_{\text{ШИМ}}(j\omega)H_{\phi}(j\omega)H_{\text{л}}(j\omega)}{1 + Z_{\text{вых}}^{\phi}(j\omega)/Z_{\text{вх}}^{\text{л}}(j\omega)}, \quad (1)$$

где  $Z_{\text{вых}}^{\phi}(j\omega)$  – выходное сопротивление линейной силовой части;  $Z_{\text{вх}}^{\text{л}}(j\omega)$  – входное сопротивление линейной части отрицательной обратной связи. Данные комплексные сопротивления в выражении (1) возникают из-за того, что линейная силовая часть и линейная часть отрицательной обратной связи могут быть не развязаны в некоторой области частот [5].

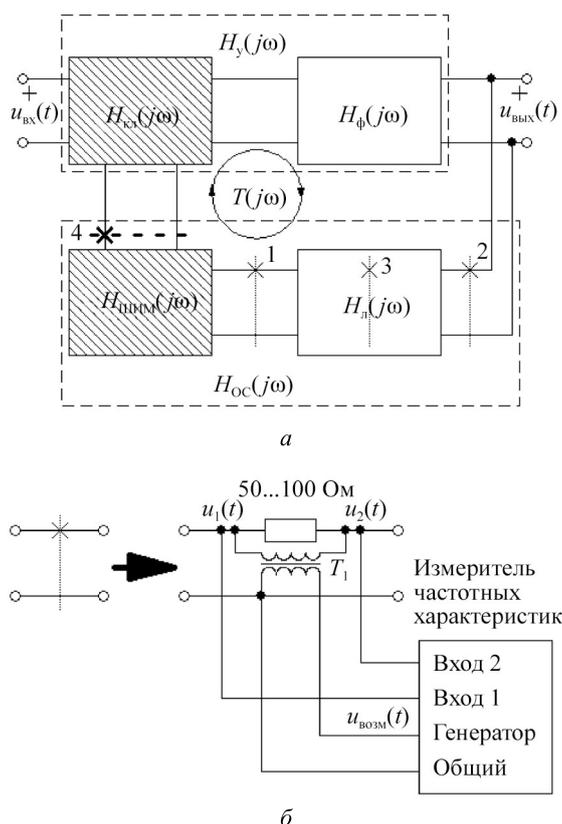


Рис. 3. Варианты инъекции сигнала возмущения для определения петлевого усиления в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению (а) и способ введения сигнала возмущения (б)

Выбирая точку введения возмущения в цепи отрицательной обратной связи (рис. 3, а, сечения 1–4), вводим возмущение в цепь отрицательной обратной связи (рис. 3, б), не разрывая ее [2–5, 14]. Величина возмущения выбирается таким образом, чтобы все процессы, протекающие в преобразователе, не менялись [2–5, 14]. Так как сигналы на входе  $u_1(t)$  и выходе  $u_2(t)$  по отношению к источнику возмущения (см. рис. 3, б) имеют сложный спектр, то из данного спектра выделяется только основная гармоника на частоте возмущения. Меняя частоту возмущения, определяем частотную зависимость комплексного петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Это в автоматическом режиме осуществляет импульсный измеритель частотных характеристик (см. рис. 3, б). Таким образом, используется классический метод гармонической линеаризации, но применительно к реальным процессам, протекающим в замкнутой нелинейной импульсной системе без каких-либо ее упрощений и изменений [2–5, 14].

За рубежом данный метод измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения широко используется при разработке и проверке импульсного преобразователя напряжения, а измерители частотных характеристик выпускаются с конца 1980-х гг. производителями разных стран [5]. Российская промышленность такие измерители не выпускает.

В 2005 г. Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (Санкт-Петербург) был создан измеритель частотных характеристик, сопоставимый с лучшими зарубежными аналогами [32, 33].

В 2011–2012 гг. в ОАО «НИИВК им. М.А. Карцева» (Москва) совместно с Санкт-Петербургским государственным университетом телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (Санкт-Петербург) был создан измерительный комплекс для тестирования импульсного преобразователя напряжения, измеряющий в автоматическом режиме основные параметры, регламентированные стандартами, и набор характеристик импульсного преобразователя напряжения для оценки запасов устойчивости, качества проектирования петли обратной связи и проверки возможности устойчивой работы к комплексной активной нагрузке и устойчивости агрегатированных систем электропитания [34].

Для расчета петлевого усиления импульсной модели импульсного преобразователя напряжения в данной статье используется программа FASTMEAN [3, 35], в которой реализован модуль автоматического расчета частотных характеристик через временные. В работе [5] показан расчет петлевого усиления импульсной модели импульсного преобразователя напряжения в других программах моделирования (Micro-CAP, LTSpice, SimOne).

Главный вопрос, возникающий при измерении или расчете петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения методом замкнутого контура, – это выбор сечения, в которое вводятся возмущения (см. рис. 3, а). С помощью теории четырехполюсников в работе [5] были описаны различные методики расчета и измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения введением источника возмущения в различные сечения отрицательной обратной связи (см. рис. 3, а).

Наилучшая точка для введения возмущения – на входе ШИМ-модулятора (рис. 3, а, сечение 1), так как в сечении 1 последующий блок (ШИМ-модулятор) развязан от предыдущего (линейная часть отрицательной обратной связи), или, другими словами, это сечение удовлетворяет требованиям по входному и выходному сопротивлениям [5, 14]. В этом случае отношение комплексных значений напряжений (см. рис. 3, б) будет определять петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения, т. е.

$$T(j\omega) = \frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}. \quad (2)$$

В случае сечения 2 (см. рис. 3, а) [4, 36, 37] петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения [5]:

$$T(j\omega) = \frac{\frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)} + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi}(j\omega)}}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi}(j\omega)}}}. \quad (3)$$

При  $|Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi}(j\omega)| \ll |Z_{\text{ВХ}}^{\Pi}(j\omega)|$  выражение (3) становится выражением (2). В большинстве случаев это условие выполняется, и сечение 2 введения возмущения становится идентичным сечению 1. Однако в некоторых случаях построения отрицательной обратной связи это условие на всей области частот может не выполняться. В связи с этим при выборе сечения 2 в качестве точки введения возмущения необходимо всегда проверять данное условие (хотя бы в качестве оценки).

В общем виде при измерении петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения введение сигнала возмущения (рис. 3, а, сечение 3) разделяет линейную часть отрицательной обратной связи на две цепи, т. е. разделяет четырехполюсник  $H_{\Pi}$  (см. рис. 3) на два четырехполюсника  $H_{\Pi 1}$  и  $H_{\Pi 2}$  [5], и петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения в этом случае [5]:

$$T(j\omega) = \frac{\frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)} + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Pi 1}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi 2}(j\omega)}}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi-\Pi 1}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi 2}(j\omega)}}}, \quad (4)$$

где  $Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{л1}}(j\omega)$  – выходное сопротивление четырехполюсника  $H_{\text{л1}}$ ;  $Z_{\text{ВХ}}^{\text{л2}}(j\omega)$  – входное сопротивление четырехполюсника  $H_{\text{л2}}$ ;  $Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ф-л1}}(j\omega)$  – выходное сопротивление каскадно-соединенного четырехполюсника  $H_{\text{ф}}$  с четырехполюсником  $H_{\text{л1}}$ .

Из выражения (4) следует, что напрямую измерить петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения, т. е. по формуле (2), можно только при выполнении условий  $|Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ф-л1}}(j\omega)| \ll |Z_{\text{ВХ}}^{\text{л2}}(j\omega)|$ ,  $|Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{л1}}(j\omega)| \ll |Z_{\text{ВХ}}^{\text{л2}}(j\omega)|$ . Эти условия аналогичны условиям [14, 37], но в выражениях (3), (4) учитывается потенциальная возможность того, что линейная часть силовой части и линейная часть отрицательной обратной связи не развязаны (см. рис. 1), в отличие от работ [3, 14, 31]. В связи с этим при выводе выражения (4) для учета того, что четырехполюсники могут быть не развязаны, в работе [5] использовалась теория четырехполюсников, а не теория автоматического управления.

Кроме описанных точек введения возмущения в линейной части отрицательной обратной связи подмешивают возмущение к последовательности прямоугольных импульсов на выходе ШИМ-модулятора (рис. 3, а, сечение 4) [38, 39]. Данный подход усложняет определение петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с технической точки зрения и с точки зрения метрологии (сложнее контролировать погрешность измерения в высокочастотной области) [38]. Ввиду изложенного и ввода возмущения в нелинейную часть импульсного преобразователя напряжения данное место ввода возмущения не представляет большого практического интереса.

Кроме трансформаторного способа введения возмущения в цепь отрицательной обратной связи (см. рис. 3, б) в работе [5] были также описаны способы введения возмущения без трансформатора, с помощью операционного усилителя (рис. 4), который обычно используется как усилитель ошибки (рис. 4, а) или компаратор (рис. 4, б) в цепи отрицательной обратной связи.

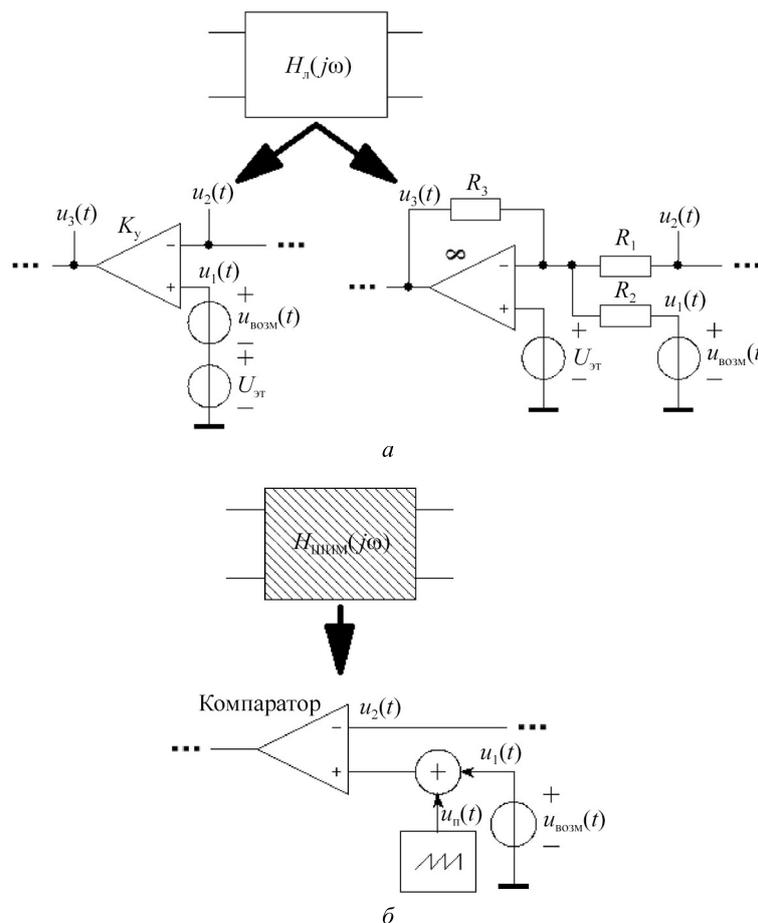


Рис. 4. Варианты бестрансформаторной инжекции сигнала возмущения для определения петлевого усиления в импульсном преобразователе напряжения с одноконтурной отрицательной обратной связью

В случае операционного усилителя с конечным коэффициентом усиления  $K_y$  (см. рис. 4, а) петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения [5]:

$$T(j\omega) = K_y \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_3} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}. \quad (5)$$

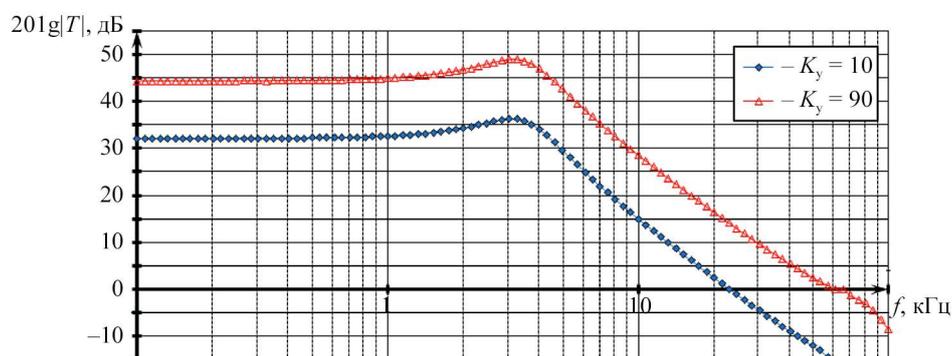
Похожий метод введения возмущения без использования трансформатора был представлен в работе [39], но он в дальнейшем не использовался, возмущение вводили на выходе ШИМ-модулятора.

В случае операционного усилителя с бесконечным коэффициентом усиления (см. рис. 4, а) петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения при условии  $R_1 = R_2$  [5]:

$$T(j\omega) = \frac{R_3 \dot{U}_2}{R_1 \dot{U}_3} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1 + \dot{U}_2}. \quad (6)$$

Кроме того, источник возмущения можно добавить к пилообразному напряжению (см. рис. 4, б). Петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения в этом случае определяется выражением (5) [5]. Данная схема введения возмущения (см. рис. 4, б) позволяет точнее (по сравнению с описанными методами, использующими трансформатор) выделить амплитуду полезного сигнала по сравнению с классической схемой (рис. 3, а, сечение 1), особенно в высокочастотной области и на границе возбуждения, но возникают дополнительные требования к ШИМ-модулятору [5].

На рис. 5, а, б приведены частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения ( $L_1 = 50$  мкГн;  $C_1 = 40$  мкФ;  $r_{L1} = 50$  мОм;  $r_{C1} = 5$  мОм;  $U_{вх} = 160$  В;  $U_{вых} = 48$  В;  $R_n = 1,92$  Ом;  $\alpha = 0,5$ ;  $U_{от} = 24$  В;  $U_n = 18$  В;  $f_T = 132$  кГц) с различным коэффициентом усиления усилителя постоянного тока в цепи отрицательной обратной связи:  $K_y = 10$  и  $K_y = 90$ . Данные частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения построены методом замкнутого контура с использованием импульсной модели импульсного преобразователя напряжения [5]. При  $K_y = 10$  существует запас устойчивости по фазе  $\Delta\varphi = 20^\circ$ . При увеличении  $K_y$  до  $90^\circ$  запас устойчивости по фазе уменьшается до  $1^\circ$ . Согласно временным диаграммам тока дросселя  $i_{L1}(t)$  и выходного напряжения  $u_{вых}(t)$  импульсный преобразователь напряжения еще сохраняет устойчивый режим работы (рис. 5, в). При дальнейшем увеличении коэффициента усиления ( $K_y = 95$ ) возникает автоколебательный режим на второй субгармонике (66 кГц), как показано на рис. 5, г. Все это говорит о корректности определения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения: благодаря его частотным характеристикам можно спрогнозировать частоту возможного автоколебательного режима импульсного преобразователя напряжения.



а

Рис. 5. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения при различных значениях коэффициента усиления усилителя постоянного тока ( $K_y = 10$ ;  $K_y = 90$ ) и временные диаграммы тока дросселя  $i_{L1}(t)$  и выходного напряжения  $u_{вых}(t)$  импульсного преобразователя напряжения с  $K_y = 90$  (граница устойчивости) (в) и  $K_y = 95$  (неустойчивый режим) (г) (Начало)

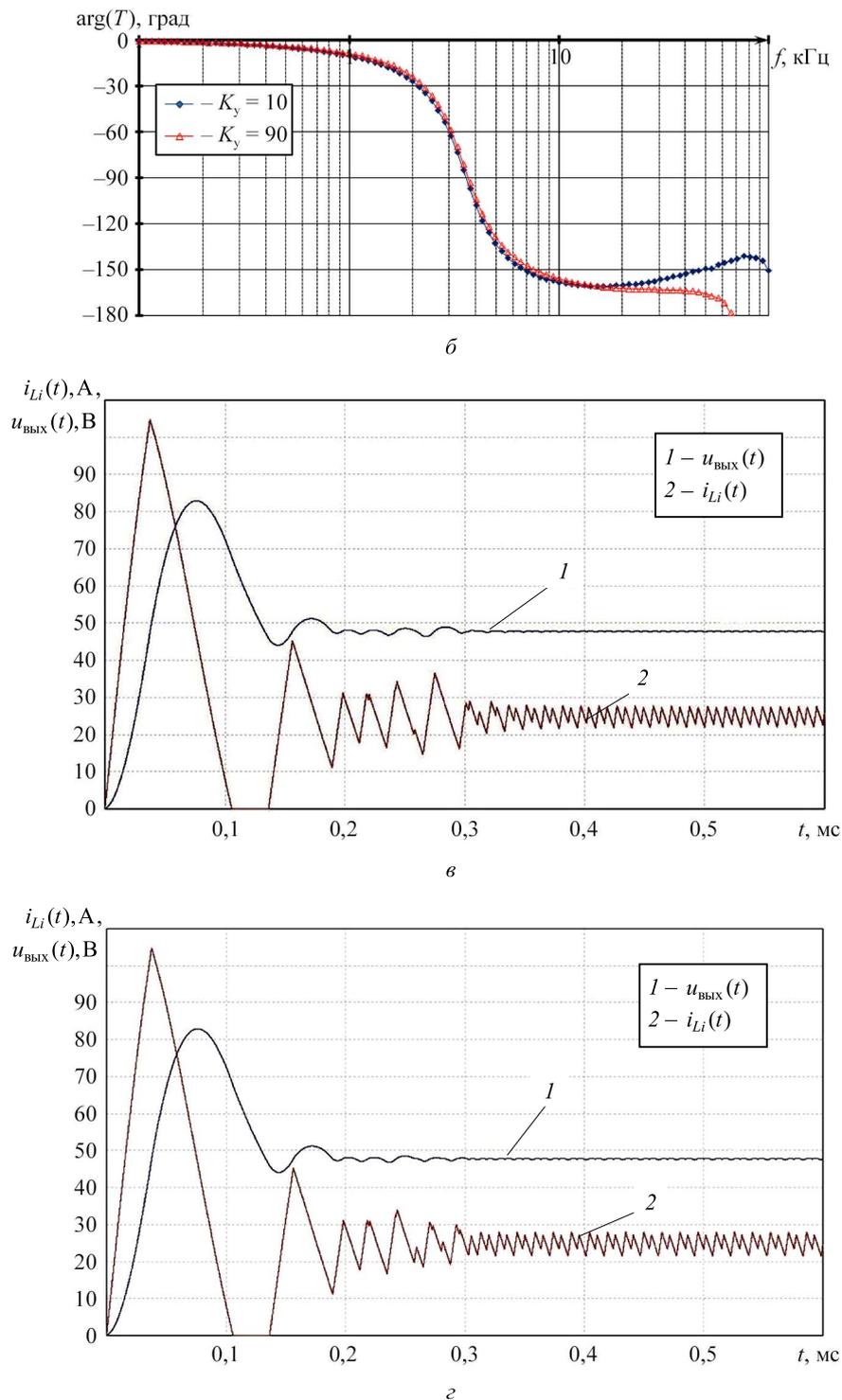


Рис. 5. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения при различных значениях коэффициента усиления усилителя постоянного тока ( $K_y = 10$ ;  $K_y = 90$ ) и временные диаграммы тока дросселя  $i_{Li}(t)$  и выходного напряжения  $u_{ВЫХ}(t)$  импульсного преобразователя напряжения с  $K_y = 90$  (граница устойчивости) (в) и  $K_y = 95$  (неустойчивый режим) (з) (Окончание)

Таким образом, используя описанные методы, можно корректно определить петлевое усиление импульсной модели импульсного преобразователя напряжения, а значит, и глубину отрицательной обратной связи, запасы устойчивости по амплитуде и фазе. Зная петлевое усиление данного импульсного преобразователя напряжения, возможно сделать звено коррекции в цепи отрицательной обратной связи преобразователя. В случае если линейная часть отрицательной обратной связи строится не с помощью операционного усилителя, то расчет цепи коррекции лишь немного изменится [16].

## Управление по току, или двухконтурная отрицательная обратная связь

Для улучшения динамических характеристик импульсного преобразователя напряжения обычно недостаточно использования дифференцирующих звеньев коррекции в цепи отрицательной обратной связи. Для этого чаще всего вводят в цепь отрицательной обратной связи дополнительный контур по току дросселя (рис. 6). Такой подход в управлении преобразователем называется управлением по току [4, 11, 23, 40, 41], так как вместо источника пилообразного напряжения, используемого в управлении по напряжению (см. рис. 1), используется ток дросселя пилообразной формы (рис. 7). Также может использоваться дополнительное пилообразное напряжение, но чаще всего в качестве так называемой компенсации наклона характеристики пилообразного тока для устранения неустойчивого режима в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току [4, 11, 23, 40, 41].

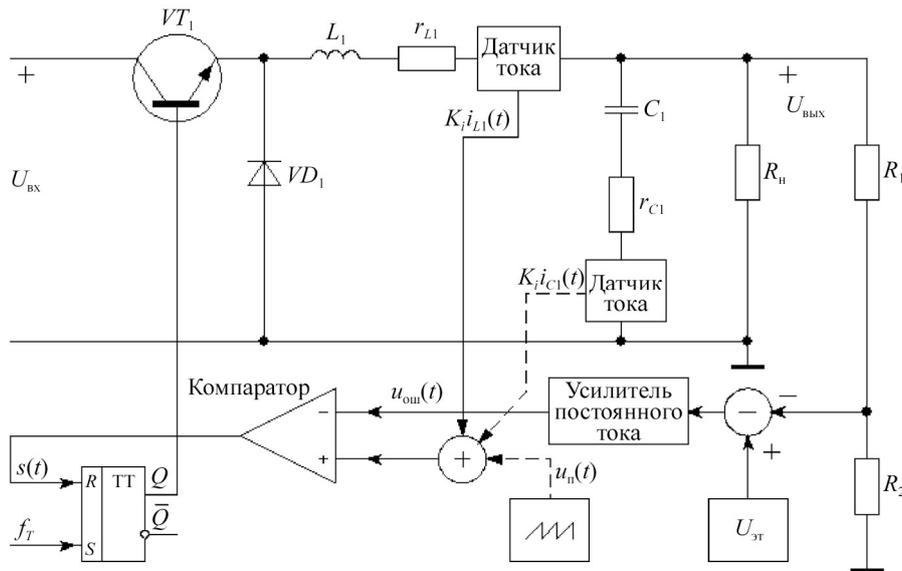


Рис. 6. Импульсный преобразователь напряжения с управлением по току на примере преобразователя понижающего типа

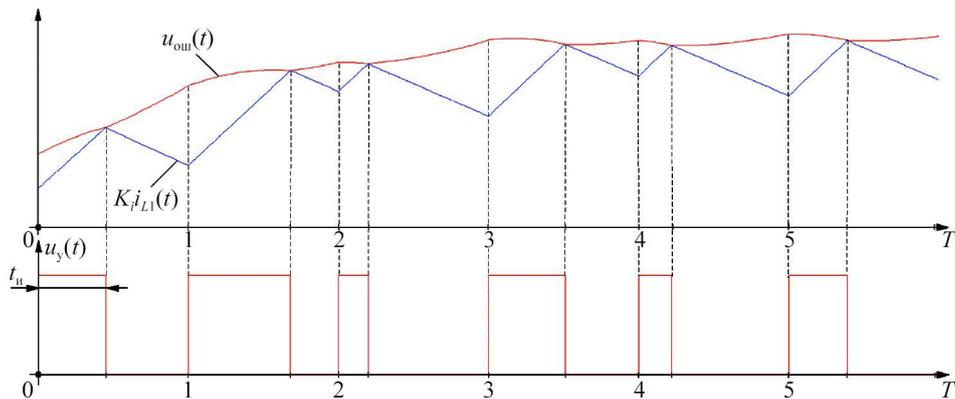


Рис. 7. Временные диаграммы работы ШИМ-модулятора в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току

В импульсном преобразователе напряжения с управлением по току может быть только один контур отрицательной обратной связи по току дросселя, а контур по выходному напряжению отсутствовать [42], или могут присутствовать два контура по выходному напряжению [43]. Кроме того, вместо тока дросселя в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току может быть ток конденсатора (обозначено пунктиром на рис. 6) [44, 45].

Таким образом, управление по току – это использование пилообразного тока дросселя [4, 11, 23, 40, 41, 43] или конденсатора [44, 45] в качестве пилообразного напряжения в ШИМ-модуляторе.

Однако, кроме этого, существуют также импульсные преобразователи напряжения с управлением по току, в которых вводится дополнительный контур по среднему значению тока дросселя [42, 46–49], и используется источник пилообразного напряжения в ШИМ-модуляторе, как в импульсном преобразователе напряжения с управлением по напряжению. Такой преобразователь работает подобно импульсному преобразователю напряжения с управлением по напряжению (см. рис. 2), но называется импульсным преобразователем напряжения с управлением по току. Кроме того, дополнительно с контуром по среднему значению тока дросселя может также использоваться контур по пиковому значению тока дросселя [50].

Таким образом, возник вопрос определения термина «управление по току»: использование ли это пилообразного тока вместо или в дополнение к источнику пилообразного напряжения, или это использование контура отрицательной обратной связи по току (дросселя и/или конденсатора).

В случае использования первого определения возникает противоречие в терминологии с контуром по среднему значению тока дросселя. При использовании второго определения нет необходимости выделения различных импульсных преобразователей напряжения с управлением по току в отдельный класс, поскольку методики их расчета не имеют принципиальных отличий, как и не отличаются они от методики расчета преобразователя с управлением по напряжению.

### **Внутренний и внешний контуры петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения**

В статье [51] была предложена линейная модель импульсного преобразователя напряжения с управлением по току. В дальнейшем предлагались другие линейные модели импульсного преобразователя напряжения с управлением по току [4, 23, 41, 47, 51–58]. В статье [51] объяснялась причина возникновения автоколебательного режима в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току через разницу наклона пилообразного тока дросселя при заряде и разряде. Благодаря этому стали отдельно рассматривать классы преобразователей с управлением по напряжению и управлению по току, так как в преобразователе с управлением по напряжению причина автоколебательного режима такая же, как и в любой цепи с отрицательной обратной связью.

Одна из первых работ, в которой была сделана попытка объяснить причину автоколебательного режима в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току через петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения (как в классической задаче определения устойчивости), – это статья [38], где представлен преобразователь напряжения с управлением по току в виде блок-диаграммы (рис. 8, *a*). Силовую часть импульсного преобразователя напряжения представили в виде блоков  $G_0 - G_3$  со своей передаточной функцией (указана внутри каждого блока на рис. 8, *a*), а отрицательная обратная связь представлена в виде трех блоков:  $H_1$  определяет передаточную функцию линейной части отрицательной обратной связи, связанной с выходным напряжением,  $H_2$  – передаточную функцию линейной части отрицательной обратной связи, связанной с током дросселя,  $F_m$  – передаточную функцию ШИМ-модулятора. Обозначения на рис. 8 приведены те же, что и в статье [38].

Тогда согласно рис. 8 в данном преобразователе возможно определить три различных контура петлевого усиления [38]:

$$T_1(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega); \quad (7)$$

$$T_2(j\omega) = T_U(j\omega)/(1 + T_I(j\omega)); \quad (8)$$

$$T_3(j\omega) = T_I(j\omega)/(1 + T_U(j\omega)); \quad (9)$$

где

$$T_U(j\omega) = G_1(j\omega)H_1(j\omega)F_m(j\omega); \quad (10)$$

$$T_I(j\omega) = G_2(j\omega)H_2(j\omega)F_m(j\omega). \quad (11)$$

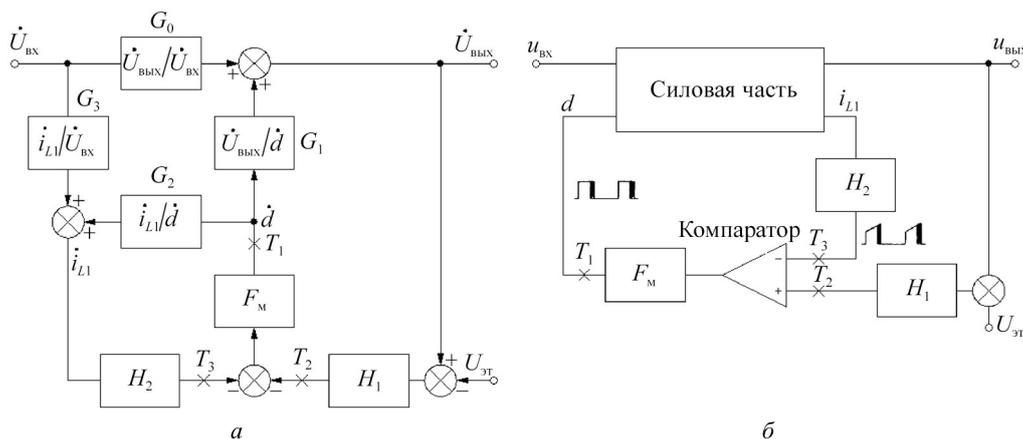


Рис. 8. Блок-диаграмма (а) и упрощенная блок-диаграмма (б) импульсного преобразователя напряжения с управлением по току

Для определения петлевого усиления каждого контура импульсного преобразователя напряжения необходимо внести источник возмущения в каждую из трех точек (см. рис. 8), определить два комплексных значения напряжения (как в случае одноконтурной отрицательной обратной связи (см. рис. 3, б) и найти петлевое усиление по формуле (2) [38]. Контур  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  в статье [38] еще не имели наименований.

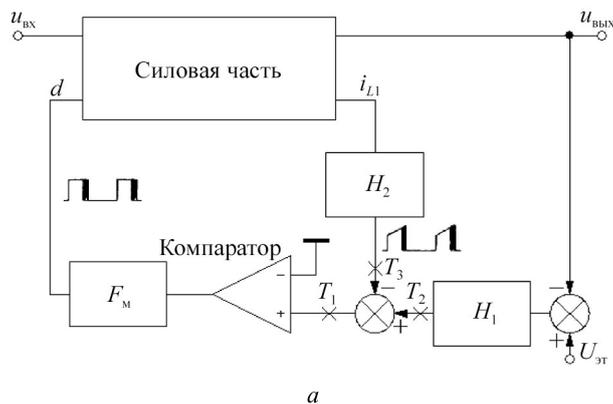
В работе [38] было показано, что устойчивость всего импульсного преобразователя напряжения определяет только частотные характеристики контура петлевого усиления  $T_1$ . Контур петлевого усиления  $T_1$  можно определить только после компаратора (см. рис. 8), поэтому было предложено [38] сделать цифровой модулятор, преобразующий сигнал возмущения в последовательность прямоугольных импульсов и складывающий ее с сигналом ШИМ-модулятора.

В дальнейшем в работе [58] принято, что  $T_U$  – это контур по напряжению,  $T_I$  – контур по току, и их частотные характеристики необходимо знать для корректного проектирования суммарного петлевого усиления  $T_1$ . Частотные характеристики этих контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения приводятся в статье [58], но неясно, как они получены (скорее всего, посчитаны в линейной модели преобразователя). Далее в статье [58] сделана попытка связать устойчивость импульсного преобразователя напряжения с управлением по току через другие его характеристики – общую передаточную функцию импульсного преобразователя напряжения и выходное сопротивление импульсного преобразователя напряжения. В итоге рассматривается только суммарный контур  $T_1$ ,  $T_2$  – внешний контур по напряжению.

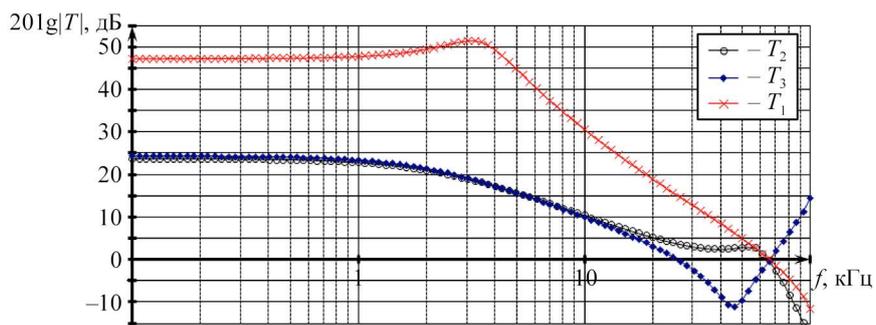
Найти петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения по суммарному контуру  $T_1$  можно, не используя цифровой модулятор. Для этого необходимо сложить контур по выходному напряжению и контур по току до компаратора (рис. 9, а), как было сделано в работах [59, 60]. Однако такой подход в последующих работах не применялся.

На рис. 9, б, в приведены частотные характеристики петлевого усиления различных контуров  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  импульсного преобразователя напряжения с управлением по току дросселя (см. рис. 6), измеренные согласно блок-диаграмме (см. рис. 9, а):  $L_1 = 50$  мкГн;  $C_1 = 40$  мкФ;  $r_{L1} = 50$  мОм;  $r_{C1} = 50$  мОм;  $U_{вх} = 160$  В;  $U_{вых} = 48$  В;  $R_n = 1,92$  Ом;  $\alpha = 0,5$ ;  $U_{эТ} = 24$  В;  $U_n = 18$  В;  $f_T = 132$  кГц;  $K_y = 60$ ;  $K_i = 3,536$ .

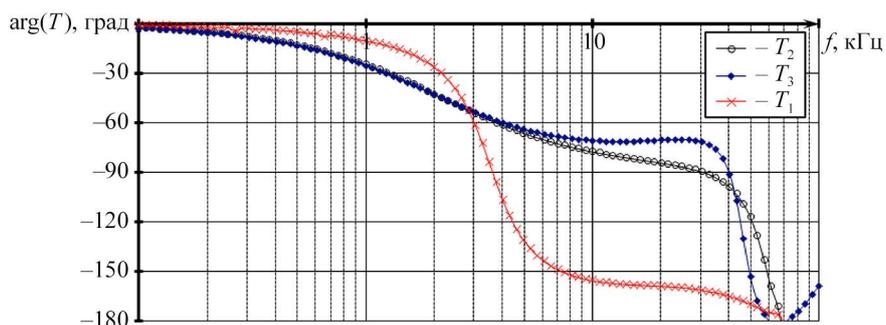
Импульсный преобразователь напряжения находится на границе устойчивого режима (рис. 10, а, б). При дальнейшем увеличении коэффициента усиления в контуре отрицательной обратной связи по выходному напряжению ( $K_y = 62$ ) импульсный преобразователь напряжения переходит в автоколебательный режим (рис. 10, в, г). Как видно из рис. 9, б, в и рис. 10, границу устойчивого режима импульсного преобразователя напряжения с управлением по току хорошо определяют частотные характеристики суммарного контура  $T_1$  петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, как было указано в работе [38].



a

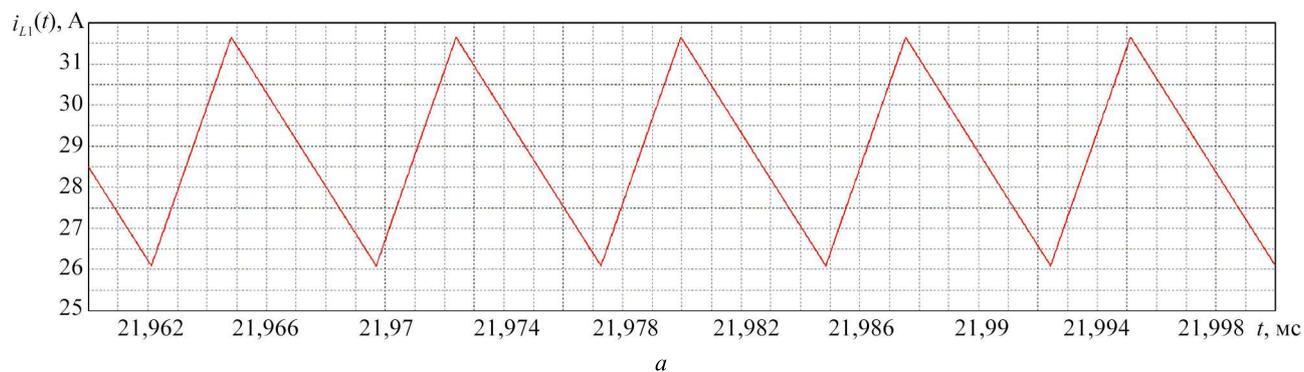


б



в

Рис. 9. Модифицированная упрощенная блок-диаграмма (а) импульсного преобразователя напряжения с управлением по току и логарифмическая амплитудно-частотная (б) и фазочастотная (в) характеристики петлевого усиления контуров  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  импульсного преобразователя напряжения с управлением по току на границе устойчивости преобразователя



a

Рис. 10. Временные диаграммы импульсного преобразователя напряжения: а – ток дросселя  $i_{L1}(t)$  при  $K_y = 60$  (граница устойчивости); б – выходное напряжение  $u_{ввых}(t)$  при  $K_y = 60$  (граница устойчивости); в – ток дросселя  $i_{L1}(t)$  при  $K_y = 62$  (неустойчивый режим); г – выходное напряжение  $u_{ввых}(t)$  при  $K_y = 62$  (неустойчивый режим) (Начало)

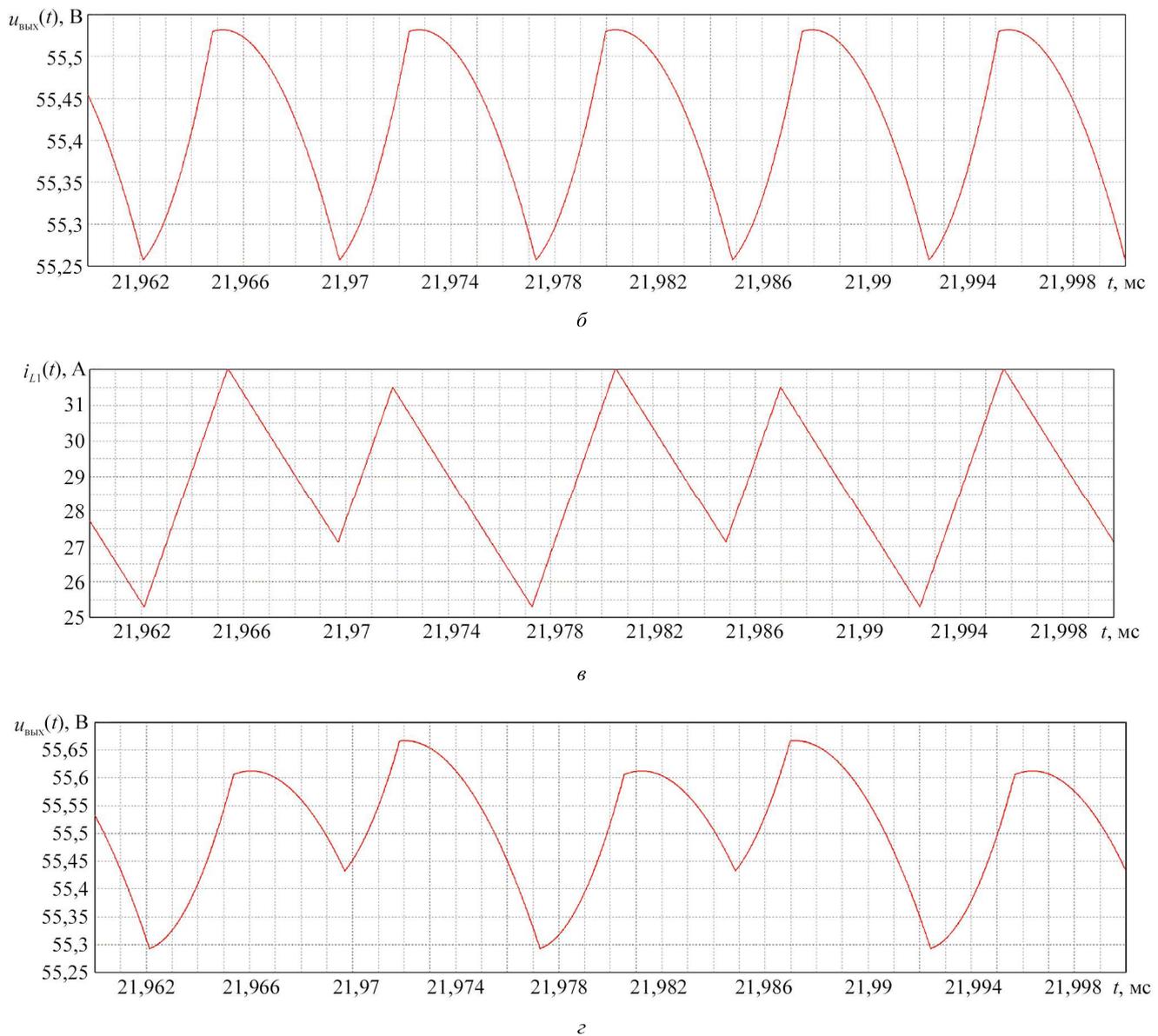


Рис. 10. Временные диаграммы импульсного преобразователя напряжения: *а* – ток дросселя  $i_{L1}(t)$  при  $K_y = 60$  (граница устойчивости); *б* – выходное напряжение  $u_{\text{вых}}(t)$  при  $K_y = 60$  (граница устойчивости); *в* – ток дросселя  $i_{L1}(t)$  при  $K_y = 62$  (неустойчивый режим); *г* – выходное напряжение  $u_{\text{вых}}(t)$  при  $K_y = 62$  (неустойчивый режим) (Окончание)

В большинстве работ [23, 41, 51–58] определяют устойчивость импульсного преобразователя напряжения с управлением по току с помощью частотных характеристик, полученных в линейной модели импульсного преобразователя напряжения. В работе [4] производят измерение частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, но измеряется только внешний контур  $T_2$  петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с управлением по току, ввиду близости частот единичного петлевого усиления контуров  $T_1$ ,  $T_2$  близки (см. рис. 9, б, в), и тогда можно оценить устойчивость импульсного преобразователя напряжения с помощью  $T_2$ . Однако с помощью частотных характеристик  $T_2$  сложнее сделать звено коррекции в цепи отрицательной обратной связи, поэтому в основном для импульсного преобразователя напряжения с управлением по току дросселя используется только пропорционально-интегрирующее звено коррекции в контуре по выходному напряжению, и даются отдельные рекомендации для каждого типа преобразователя [4].

Таким образом, можно сделать следующие выводы в случае импульсного преобразователя напряжения с управлением по току.

Необходимо измерять (или хотя бы моделировать в нелинейных импульсных моделях импульсного преобразователя напряжения) различные контуры петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с управлением по току. С помощью внешнего контура  $T_2$  петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с управлением по току можно лишь оценить устойчивость импульсного преобразователя напряжения с управлением по току, но его неудобно использовать для проектирования звеньев коррекции в различных контурах отрицательной обратной связи. В связи с этим возникло множество методов для проектирования импульсного преобразователя напряжения с различием в силовой части и различными типами управления (по максимальному, среднему значениям и т. д.). В работе [41] говорится о том, что режим управления по току недостаточно изучен или понят.

### **Контур по напряжению и току петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения**

В работе [39] был предложен метод измерения всех возможных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, но для этого был использован цифровой модулятор. Данный метод развивает идею, предложенную в работе [38], но есть существенный недостаток – техническая сложность измерительной установки.

В работах [5, 61] было показано и аналитически доказано, что величина и форма пульсаций на входе ШИМ-модулятора изменяет коэффициент передачи ШИМ-модулятора, как если бы дополнением к пилообразному напряжению с амплитудой  $U_{\text{пmax}}$  было еще одно пилообразное напряжение  $U_{\text{пэmax}}$ , равное производной переменной составляющей (пульсаций) сигнала ошибки  $u_{\text{ош}}(t)$  по коэффициенту заполнения  $D_0$  (она может быть как положительной, так и отрицательной величиной), т. е.

$$K_{\text{ШИМ}} = \frac{1}{U_{\text{пmax}} + U_{\text{пэmax}}}; \quad (12)$$

$$U_{\text{пэmax}} = -d\tilde{u}_{\text{ош}}(D_0T)/dD_0. \quad (13)$$

В работах [5, 62] в аналитическом виде были получены выходное напряжение и ток дросселя в импульсном преобразователе напряжения понижающего типа без обратной связи. На основании этих формул были получены [5] аналитические выражения для  $U_{\text{пэmax}}$  для различных токов и напряжений в импульсном преобразователе напряжения понижающего типа. Так как формулы получились громоздкими и неудобными для инженерных расчетов, они были аппроксимированы. Для импульсного преобразователя напряжения понижающего типа производная напряжения на конденсаторе от коэффициента заполнения приблизительно равна [5]:

$$\frac{d\tilde{u}_{C1}(D_0T)}{dD_0} \approx \frac{U_0\omega_0^2}{16}(-1,34 + 8(1 - D_0)D_0)T^2, \quad (14)$$

$$\text{где } U_0 = \frac{K_1 U_{\text{вх}}}{K_0}, \quad \omega_0 = \frac{K_0}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad K_0 = \sqrt{\frac{r_1 + R_H}{r_{C1} + R_H}}, \quad K_1 = \frac{R_H}{\sqrt{(r_1 + R_H)(r_{C1} + R_H)}},$$

производная тока дросселя от коэффициента заполнения приблизительно равна [5]:

$$\frac{d\tilde{i}_{L1}(D_0T)}{dD_0} \approx (1 - 2D_0)U_{\text{вх}} \frac{T}{2L_1}, \quad (15)$$

производная тока конденсатора от коэффициента заполнения приблизительно равна [5]:

$$\frac{d\tilde{i}_{C1}(D_0T)}{dD_0} \approx K_0 K_1 (1 - 2D_0)U_{\text{вх}} \frac{T}{2L_1}. \quad (16)$$

Так как в зависимости от вида отрицательной обратной связи переменную составляющую сигнала ошибки можно представить в общем виде как  $\tilde{u}_{\text{ош}}(t) = f(\tilde{u}_{C1}(t), \tilde{i}_{L1}(t), \tilde{i}_{C1}(t))$ , то, зная эту функцию и

используя выражения (14) – (16), можно определить амплитуду эквивалентного дополнительного пилообразного напряжения  $U_{\text{пmax}}$ , которое возникает в импульсном преобразователе напряжения из-за наличия пульсаций сигнала ошибки на входе ШИМ-модулятора. При использовании другого типа импульсного преобразователя напряжения формулы для токов и напряжений могут отличаться от выражений (14) – (16).

Кроме того, из-за наличия пульсаций на входе ШИМ-модулятора возникает еще дополнительное звено запаздывания [5]. Тогда передаточную функцию ШИМ-модулятора можно представить как

$$H_{\text{ШИМ}}(j\omega) = K_{\text{ШИМ}} / (1 + j\omega\tau_{\text{зз}}), \quad (17)$$

где  $K_{\text{ШИМ}}$  – коэффициент передачи ШИМ-модулятора, определяемый по формуле (12);  $\tau_{\text{зз}}$  – постоянная времени звена запаздывания.

Как видно из формул (15), (16), в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по току дросселя или конденсатора при отсутствии пилообразного напряжения при  $D_0 = 0,5$  коэффициент передачи ШИМ-модулятора согласно формулам (12), (15), (16) стремится к бесконечности, и преобразователь переходит в автоколебательный режим. Частота автоколебательного режима будет определяться частотными характеристиками петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Для устранения данного режима необходимо добавить внешнее пилообразное напряжение, благодаря которому согласно формуле (12) уменьшится коэффициент передачи ШИМ-модулятора и, следовательно, петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения, и преобразователь вернется в устойчивый режим работы. Это более удобное определение возникновения неустойчивого режима работы импульсного преобразователя напряжения с управлением по току, в отличие от графического доказательства через разницу наклона тока дросселя при его заряде и разряде, предложенного в работе [51]. Первое и второе определения возникновения неустойчивого режима аналогичны (одно следует из другого), но формулы (15), (16) получены изначально аналитически, а потом уже аппроксимированы, а в работе [51] использовался интуитивный графический подход. Однако из-за подхода [51] импульсный преобразователь напряжения с управлением по току стал рассматриваться как принципиально отличный [4, 23, 41, 47, 52–57] от импульсного преобразователя напряжения с управлением по напряжению.

Импульсный преобразователь напряжения с управлением по току и импульсный преобразователь напряжения с управлением по напряжению отличаются только тем, что в одном случае используется один контур отрицательной обратной связи, а в другом – несколько, и из-за разной амплитуды пульсаций на входе ШИМ-модулятора получается разная глубина петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Таким образом, разница между преобразователями только в линейной части отрицательной обратной связи и другой характеристики ШИМ-модулятора (разные значения  $K_{\text{ШИМ}}$  и  $\tau_{\text{зз}}$ ). Однако указанное различие не является существенным для разработки принципиально разных линейных моделей одного и того же типа импульсного преобразователя напряжения, но с разным типом управления.

На рис. 11, *a* представлен импульсный преобразователь напряжения с управлением по току (см. рис. 6), разбитый на блоки через четырехполюсники (по аналогии с рис. 3, *a*).

В дальнейшем данный импульсный преобразователь напряжения будем называть преобразователем с двухконтурной отрицательной обратной связью. Полученная схема (рис. 11, *a*) отличается от приведенного импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 6) тем, что на рис. 11, *a* контур по входному напряжению и контур по току дросселя суммируются до ШИМ-контроллера (как в блок-схеме, представленной на рис. 9, *a*). Это позволяет ввести возмущение до ШИМ-контроллера (показано сечение на рис. 11, *a*) 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 [5, 63]:

$$T(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)} = \frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}; \quad T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}; \quad T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}. \quad (18)$$

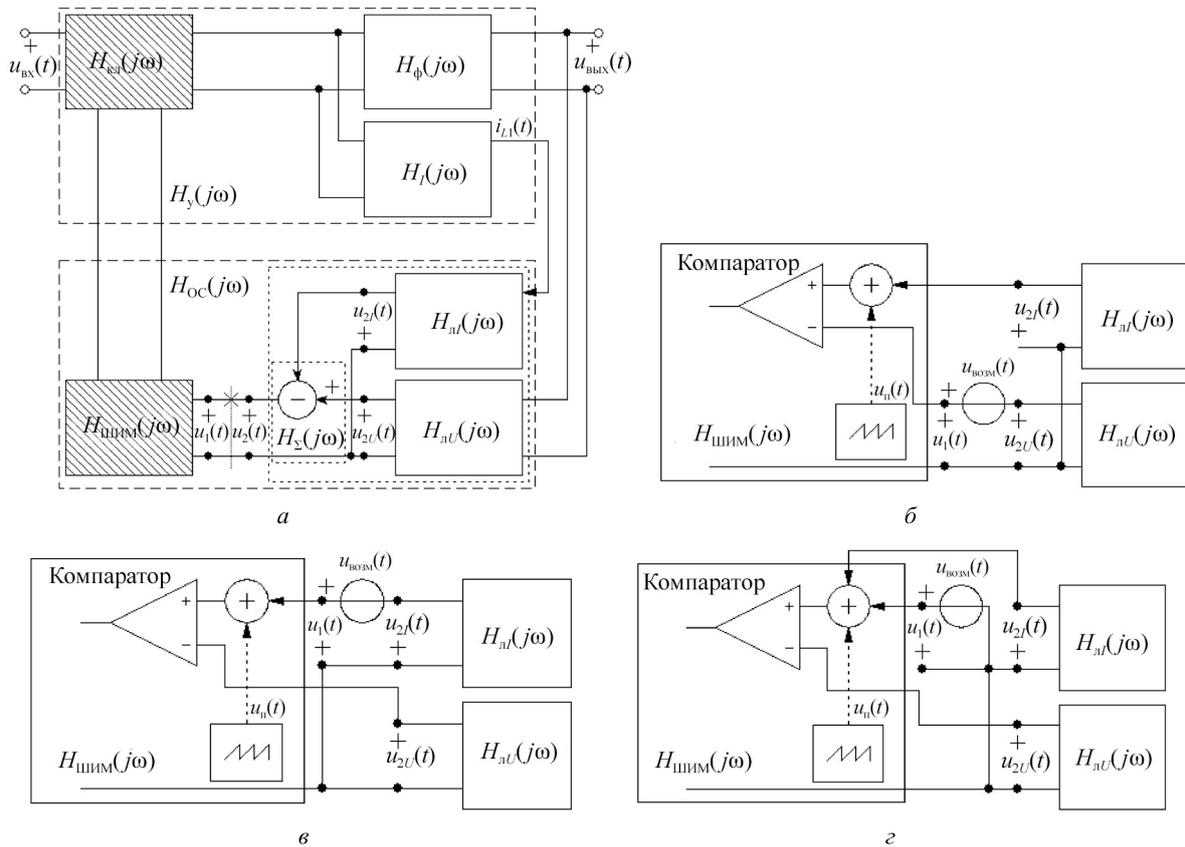


Рис. 11. Варианты инъекции сигнала возмущения для определения различных контуров петлевого усиления в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя

На практике узла суммирования контуров (см. рис. 11, а) может и не быть (как в схеме (см. рис. б)). В этом случае можно перенести сигнал возмущения в контур по выходному напряжению (рис. 11, б). С использованием теории четырехполюсников было доказано [5, 63], что контуры  $T_U(j\omega)$ ,  $T_I(j\omega)$ ,  $T(j\omega)$  петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения в этом случае:

$$T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}; \quad (19)$$

$$T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}; \quad (20)$$

$$T(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}. \quad (21)$$

При переносе сигнала возмущения в контур по току дросселя (рис. 11, в) контуры  $T_U(j\omega)$ ,  $T_I(j\omega)$ ,  $T(j\omega)$  петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения [5, 63]:

$$T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}; \quad (22)$$

$$T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}; \quad (23)$$

$$T(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}. \quad (24)$$

Схему измерения (см. рис. 11, в) можно модифицировать в новую схему (рис. 11, з), где уже источник возмущения привязан к «земле» схемы управления, поэтому нет необходимости в использовании трансформатора (см. рис. 3, б). Получена бестрансформаторная схема измерения. Формулы расчета различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения в этом случае аналогичны формулам (22) – (24).

Эта же схема измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью (см. рис. 11, з) превращается в схему измерения с одноконтурной отрицательной обратной связью (см. рис. 4, в) при отключении контура по току дросселя ( $K_i = 0$ ). Это, во-первых, доказывает, что импульсный преобразователь напряжения с управлением по напряжению (импульсный преобразователь напряжения с одноконтурной отрицательной обратной связью) и импульсный преобразователь напряжения с управлением по току (импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью) принципиально не отличаются и имеют одну и ту же линейную модель (отличие лишь в значении параметров); во-вторых, данную схему измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения можно считать универсальной, так как всегда возмущение складывается с пилообразным напряжением, не нужно разрывать цепь отрицательной обратной связи (и следовательно, использовать трансформатор), сигналы определяются всегда с выхода различных контуров. Это удобно по реализации измерения (усложняются лишь требования для ШИМ-контроллера), и, как было указано, данная схема измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения позволяет проще и точнее выделить амплитуду полезного сигнала, особенно в высокочастотной области, а также на границе возбуждения [5].

На рис. 12 приведены частотные характеристики петлевого усиления различных контуров  $T$ ,  $T_U$ ,  $T_I$  импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6), измеренные согласно описанному методу (см. рис. 11):  $L_1 = 50$  мкГн;  $C_1 = 40$  мкФ;  $r_{L1} = 50$  мОм;  $r_{C1} = 50$  мОм;  $U_{вх} = 160$  В;  $U_{вых} = 48$  В;  $R_{п} = 1,92$  Ом;  $\alpha = 0,5$ ;  $U_{ст} = 24$  В;  $U_{п} = 18$  В;  $f_T = 132$  кГц;  $K_y = 60$ ;  $K_i = 3;536$ .

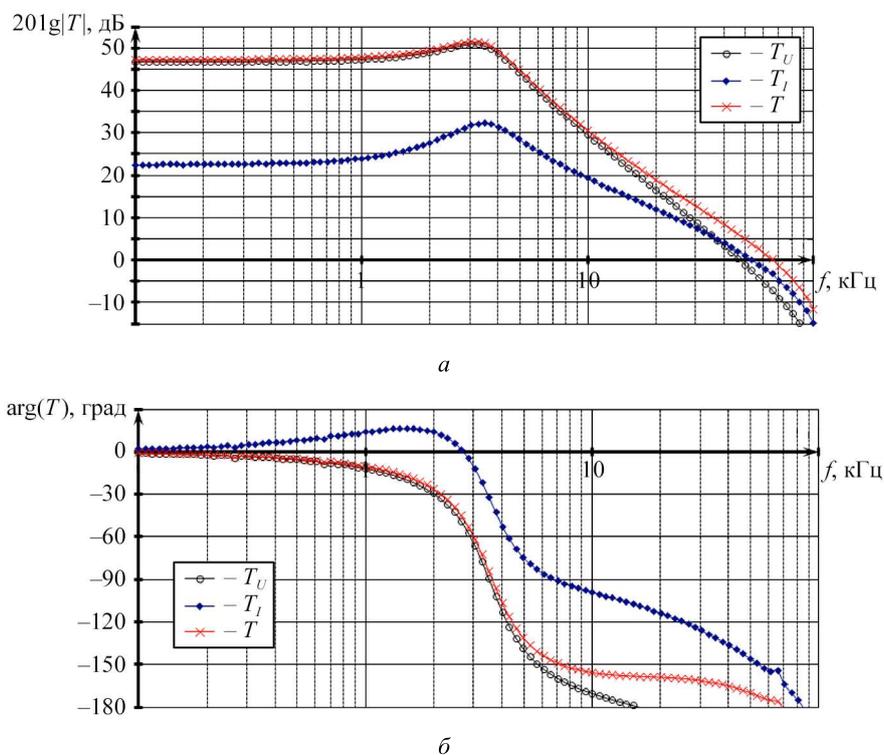


Рис. 12. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров  $T_U$ ,  $T_I$ ,  $T$  импульсного преобразователя напряжения с управлением по току на границе устойчивости импульсного преобразователя напряжения

Данное представление частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения через частотные характеристики  $T_U$ ,  $T_I$  (см. рис. 12) удобнее, чем через  $T_2$ ,  $T_3$  (см. рис. 9, б), так как  $T = T_U + T_I$  (на частотных характеристиках видно, в какой области частот какой контур влияет на суммарное петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения), и удобно создавать звено коррекции для каждого контура по отдельности.

### Многоконтурная отрицательная обратная связь

Рассмотрим предыдущий импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению ( $K_y = 2$ ) и току дросселя ( $K_i = 3,536$ ). Согласно частотным характеристикам различных контуров ( $T$ ,  $T_U$ ,  $T_I$ ) петлевого усиления (рис. 13, а, б) импульсный преобразователь напряжения имеет запас устойчивости по фазе  $\Delta\varphi = 60^\circ$ , частота единичного петлевого усиления – 49 кГц. При таких параметрах импульсного преобразователя напряжения наблюдается апериодический характер переходного процесса выходного напряжения и небольшой (55 % от среднего значения) скачок тока дросселя при включении импульсного преобразователя напряжения (рис. 13, в).

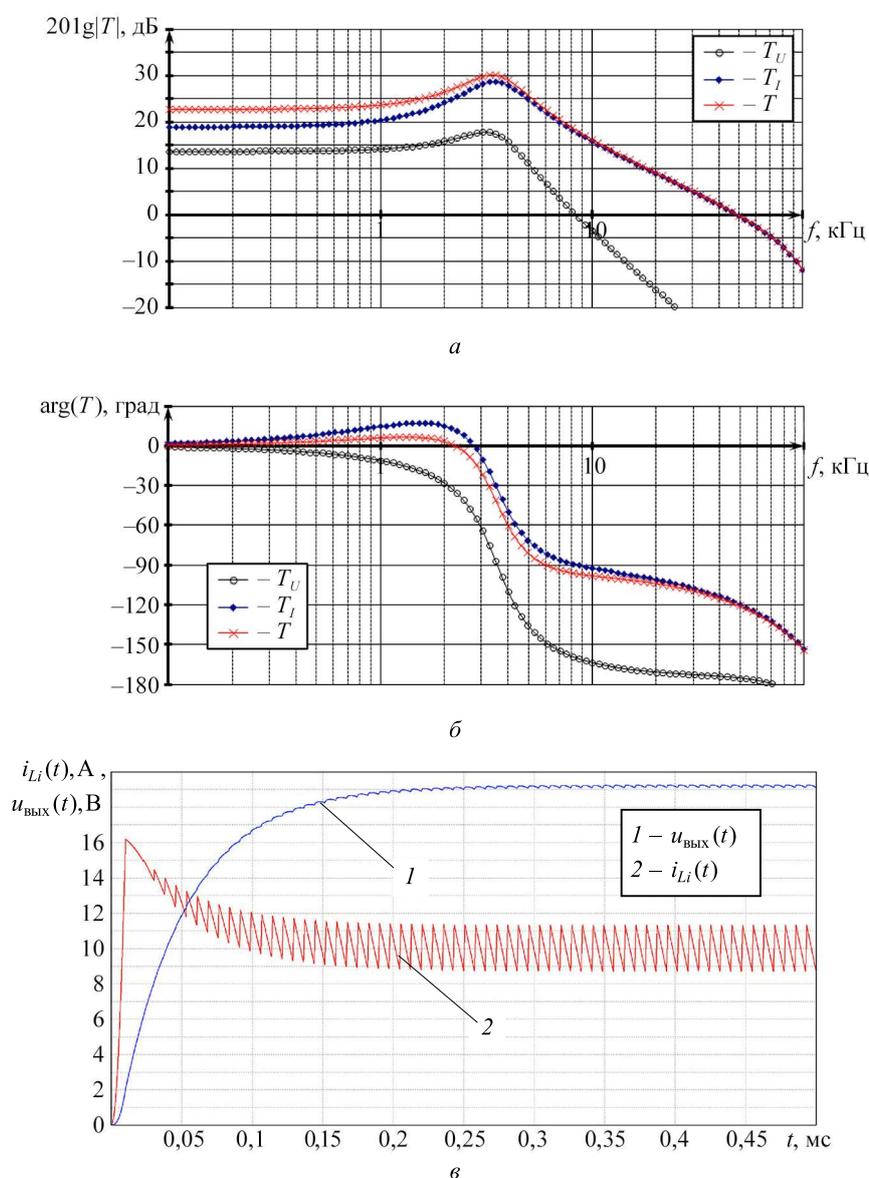


Рис. 13. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров  $T_U$ ,  $T_I$ ,  $T$  импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя и временные диаграммы тока дросселя  $i_{L_i}(t)$  и выходного напряжения  $u_{\text{вых}}(t)$  импульсного преобразователя напряжения (в)

Если из измеренных частотных характеристик  $T_U$  и  $T_I$  петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения построить частотную зависимость  $T_I(j\omega)/T_U(j\omega)$ , то получим частотную характеристику (рис. 14, а, б, кривая 1), близкую частотной характеристике пропорционально-дифференцирующего звена (рис. 14, а, б, кривая 2), параметры и схема которого изображены на рис. 14, в. Это означает, что контур по току дросселя можно заменить контуром по выходному напряжению с пропорционально-дифференцирующим звеном коррекции, так как частотные характеристики этих контуров близки (рис. 14, а, б).

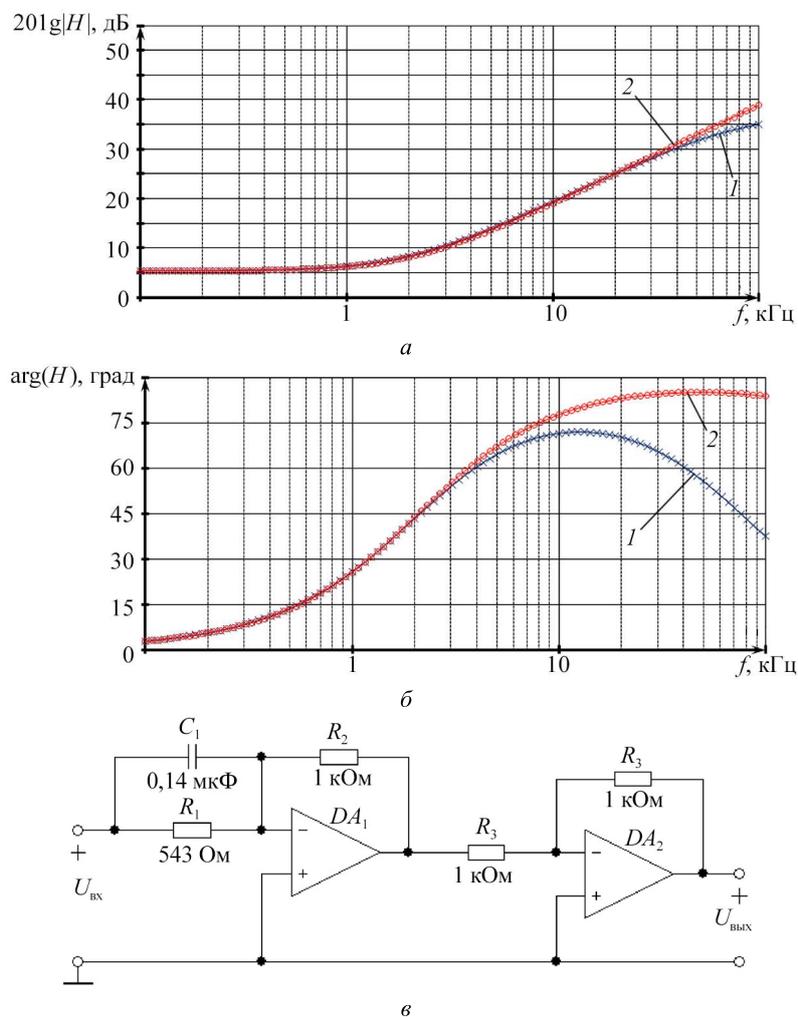


Рис. 14. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики зависимости  $T_I(j\omega)/T_U(j\omega)$  и пропорционально-дифференцирующего звена и схема этого звена (в)

При замене контура по току дросселя в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью (см. рис. 6) контуром по входному напряжению новый контур берем со входа усилителя постоянного тока уже после сравнения с эталонным напряжением (чтобы новый контур отрицательной обратной связи улучшал стабилизацию выходного напряжения, а не ухудшал ее, как контур по току дросселя), поэтому в новый контур отрицательной обратной связи дублируем усилитель постоянного тока (рис. 15). В этом случае для получившегося импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 15) получаем частотные характеристики различных контуров ( $T$ ,  $T_U$ ,  $T_I$ ) его петлевого усиления (рис. 16, а, б), близкие частотным характеристикам петлевого усиления (см. рис. 13, а, б) импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6). Амплитуда пилообразного напряжения принималась равной 38 В с учетом сигнала ошибки в преобразователе с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6), а также формул (14), (15). Временные диаграммы выходного напряже-

ния и тока дросселя (рис. 16, в) при включении импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению (см. рис. 15) схожи с временными диаграммами (см. рис. 13, в) импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6). Отличия возникают из-за того, что в звене коррекции нового контура не учли звено запаздывания (см. рис. 14, а, б).

Получившийся импульсный преобразователь напряжения (см. рис. 15) имеет ряд преимуществ по сравнению с импульсным преобразователем напряжения по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6): не нужна информация о токе дросселя (упрощается контур отрицательной обратной связи и улучшается электромагнитная совместимость), можно получить больший запас устойчивости по фазе  $-90^\circ$  (см. рис. 16, а, б) в сравнении с  $60^\circ$  (см. рис. 13, а, б), что позволяет сделать более устойчивый импульсный преобразователь напряжения.

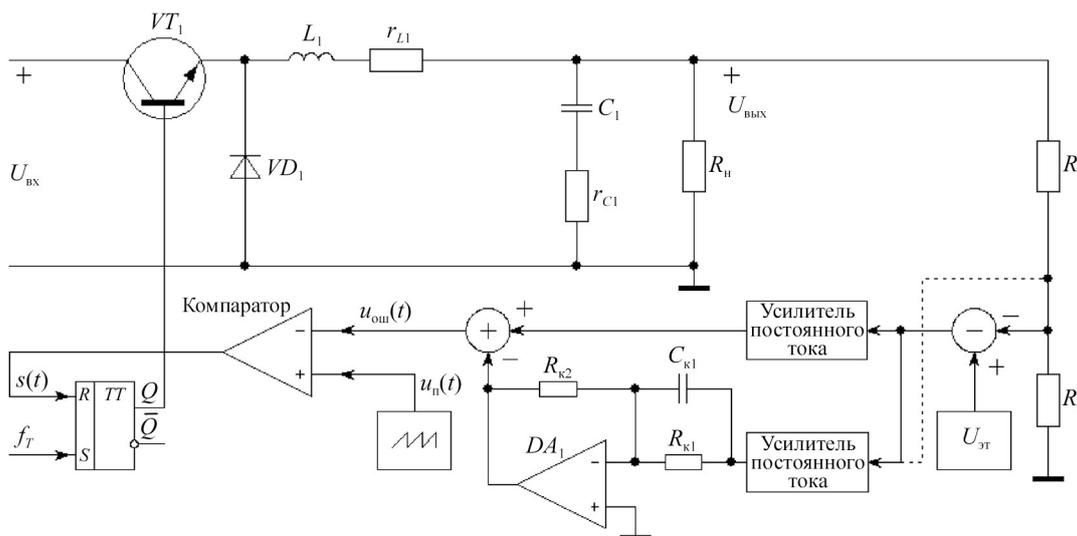
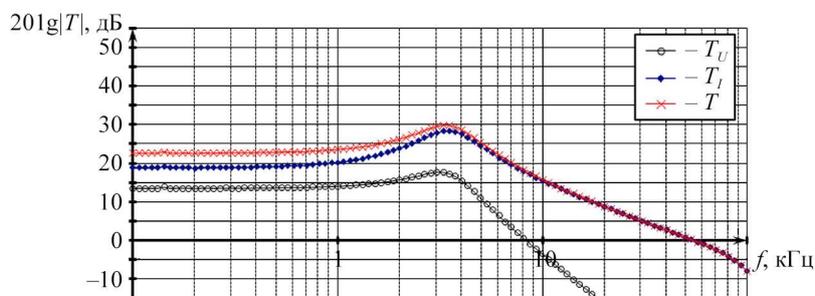
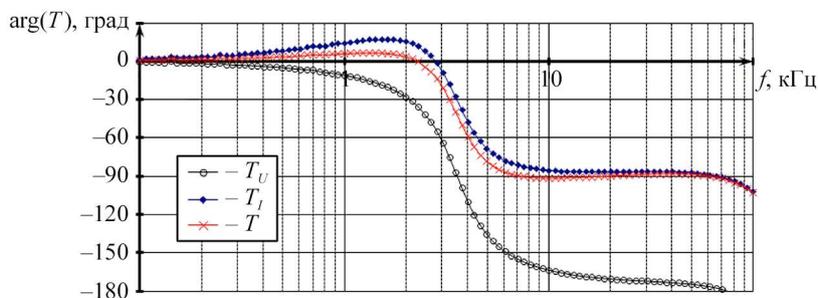


Рис. 15. Импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению



а



б

Рис. 16. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров  $T_U$ ,  $T_I$ ,  $T$  импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и временные диаграммы тока дросселя  $i_{L1}(t)$  и выходного напряжения  $u_{\text{вых}}(t)$  (в) (Начало)

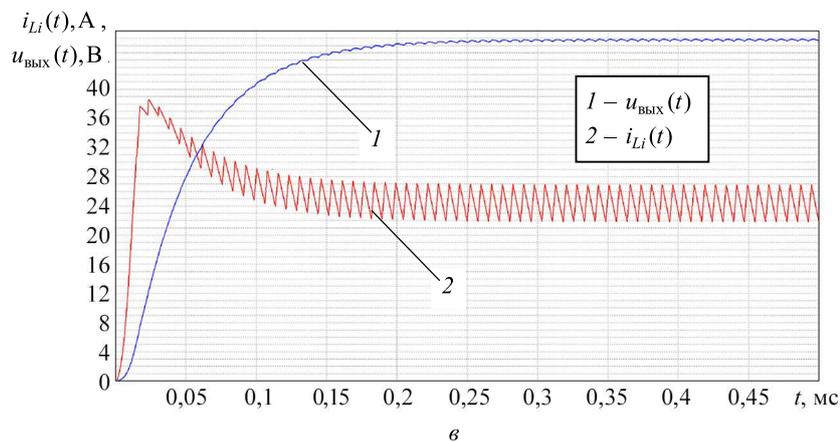


Рис. 16. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров  $T_U$ ,  $T_i$ ,  $T$  импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и временные диаграммы тока дросселя  $i_{L1}(t)$  и выходного напряжения  $u_{\text{вых}}(t)$  (б) (Окончание)

Такая организация контуров отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения похожа на предложенную в работе [64] концепцию  $v^1$ -управления, когда контур по току дросселя заменяется дополнительным контуром по выходному напряжению. В работе [64] заменяют управление по току управлением по напряжению с такими же частотными характеристиками, в связи с чем возникает вопрос с обозначением. Если получаются одинаковые частотные характеристики в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току и с управлением по напряжению, то нет необходимости их разделять. В работе [64] приводится сложное объяснение, хотя, как показано, все может быть интерпретировано с помощью частотных характеристик различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. В связи с этим нет необходимости разделять преобразователи на управление по току и управление по напряжению.

Аналогичная ситуация возникает в случае концепции  $v^2$ -управления [65],  $v^2i$ -управления [43],  $i^2$ -управления [50], когда создаются несколько контуров (один «быстрый», другой «медленный») отрицательной обратной связи по выходному напряжению или току дросселя. Все это варианты импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью, в которой необходимо корректно измерять и/или рассчитывать различные контуры отрицательной обратной связи, чтобы сделать (если необходимо) звенья коррекции для определенных контуров отрицательной обратной связи. Уточняя метод определения петлевого усиления для импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью [5, 63], можно сказать, что частотные характеристики  $k$ -го контура петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения будут определяться выражением

$$T_k(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2k}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \dot{U}_{2i}(j\omega)}, \quad (25)$$

где  $\dot{U}_1(j\omega)$  – напряжение слева от источника вводимого возмущения (см. рис. 3, б) в контуре, где вводится возмущение;  $\dot{U}_{2i}(j\omega)$  – либо напряжение справа от источника вводимого возмущения (в случае контура, в который вводится возмущение), либо напряжение в контуре до сумматора или ШИМ-модулятора (см. рис. 11). 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, т. е.

$$T(j\omega) = \sum_{i=1}^n T_i(j\omega). \quad (26)$$

Еще одно отличие описанной схемы импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 15) [64] заключается в выборе точки разделения контуров отрицательной обратной связи. Если брать точку разделения контуров, как в работе [64] (обозначено пунктирной линией на рис. 15), то второй контур по выходному напряжению в точности такой же, как контур по току дросселя, и стабилизация выходного напряжения будет снижаться из-за этого дополнительного контура по выходному напряжению. В описанном случае (см. рис. 15) дополнительный контур по выходному напряжению увеличивает коэффициент стабилизации выходного напряжения. Данная схема импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 15) приведена лишь как пример проектирования импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью. Таким образом, можно брать много различных контуров отрицательной обратной связи как по выходному напряжению, так и по току дросселя, в этом случае получаются одинаковые частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Отличие лишь в особенностях физической реализации (и поэтому возможны некоторые особенности для каждой схемы) и пересчете источника пилообразного напряжения.

В статье показана важность корректного определения (расчет и измерение) петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с многоконтурными отрицательными обратными связями.

Приведено определение частотных характеристик различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью. Показана несостоятельность использования терминов «управление по напряжению» и «управление по току», которые используют в литературе. Сделан вывод о том, что нет необходимости разделять данные преобразователи напряжения (т. е. использовать различные модели и подходы). Все они представляют собой импульсный преобразователь напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью, при этом количество контуров отрицательной обратной связи может быть произвольным, как и число параметров – токов и напряжений, – по которым осуществляется формирование этих контуров. Показано, что в общем метод расчета и измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения и отдельных его контуров не изменяется, меняются лишь детали и техническая реализация.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М.: Изд-во иностр. лит., 1948. 641 с.
2. Шушпанов Д.В. Высокоэффективные импульсные преобразователи напряжения с ШИМ и распределенные системы электропитания на их основе: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб., 2005. 17 с.
3. 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.
4. Ridley R.B. Power Supply Design. Ridley Engineering, Inc, 2012. Vol. 1. Control. 166 p.
5. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком. 2018. 540 с.
6. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Чернявский С.М. К вопросу повышения спектральной эффективности фазовых радиотехнических систем передачи информации, функционирующих при сильных межсимвольных искажениях // Изв. вузов. Авиационная техника. 2018. № 1. С. 113–118.
7. Кушнерев Н.А., Родин М.В. Особенности проектирования и тенденции развития систем электропитания АФАР бортовых радиолокаторов // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. № 6. С. 68–82.
8. Зубов Н.Е., Рябченко В.Н., Лапин А.В. Аналитический синтез законов стабилизации взаимосвязанных движений летательного аппарата в каналах тангаж – рысканье при отсутствии информации об угле атаки // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 1. С. 87–96.
9. Дмитриков В.Ф. и др. Теория и методы анализа преобразователей частоты и ключевых генераторов. Киев: Наукова думка, 1988. 312 с.
10. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. СПб.: Лань, 2009. 544 с.
11. Коржавин О.А. Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. М.: Радио и связь, 1997. 300 с.
12. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. 528 с.
13. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера. 2005. 632 с.
14. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат. 1990. 240 с.

15. Мясников Д.Л., Вороной А.А. Частотные характеристики импульсного стабилизатора понижающего типа // Теория и практика современной науки. 2020. № 8 (62). С. 81–84.
16. Basso C.P. Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supply: A Tutorial Guide. Boston – London: Artech House, 2012. 593 p.
17. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1992. № 8. С. 47–53.
18. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т., Михальченко С.Г. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1996. № 3. С. 69–75.
19. Анищенко В.С., Вадивасова Т.Е., Астахов В.В. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем: Фундаментальные основы и избранные проблемы. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1999. 368 с.
20. Михальченко С.Г. Бифуркационный анализ нелинейных динамических систем полупроводниковых преобразователей модульного типа: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Томск, 2012. 39 с.
21. Вороной А.А., Цилимбаев Н.А., Ушмодин В.А. Бифуркационные переходы в динамических системах импульсных стабилизаторов напряжения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. № 2. С. 70–75.
22. Андрианов А.И. Развитие теории управления нелинейными динамическими процессами импульсных систем электропитания: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Брянск, 2021. 40 с.
23. Kazimierzuk M.K. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. John Wiley & Sons, Ltd, 2008. 782 p.
24. Дмитриков В.Ф. и др. Исследование устойчивости и коэффициента стабилизации импульсных преобразователей напряжения повышающего типа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2004. № 1. С. 47–57.
25. Дмитриков В.Ф. и др. Исследование устойчивости работы двухтактных импульсных стабилизаторов с использованием частотных характеристик передачи по петле ООС методом замкнутого контура // Практическая силовая электроника. 2005. № 2 (18). С. 2–11.
26. Middlebrook R.D., Cuk S.A. General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages // International Journal of Electronics. 1977. Vol. 42. Iss. 6. P. 521–550.
27. Owen H.A., Capel A., Ferrante J.G. Simulation and Analysis Methods for Sampled Power Electronic Systems // Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 8–10, 1976 Cleveland, USA. P. 45–55.
28. Самылин И.Н. Исследование устойчивости импульсных преобразователей понижающего типа методом замкнутого контура // Практическая силовая электроника. 2005. № 3 (19). С. 26–32.
29. Basso C.P. Switch-Mode Power Supplies. SPICE Simulations and Practical Designs. McGraw-Hill Companies, Inc. 2008. 889 p.
30. Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch. Continuous Conduction Mode // Proc. of the IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems. 1990. Vol. 26. № 3. P. 490–496.
31. Middlebrook R.D. Measurement of Loop Gain in Feedback Systems // International Journal of Electronics. 1975. Vol. 38. P. 485–512.
32. Дмитриков В.Ф. и др. Отечественный компьютерный автоматизированный измеритель частотных характеристик аналоговых и импульсных устройств // Состояние и перспективы развития энергетики связи: Сб. тр. 6-й Всерос. конф., г. Санкт-Петербург, 14 – 17 июня 2005. СПб.: СПбГУТ, 2005. С. 149–159.
33. Филин В.А. и др. Отечественный измеритель частотных характеристик импульсных источников питания // Приложение к журналу «Физика волновых процессов и радиотехнические системы»: Тез. и докл. конф. Самара: Самарское книжное изд-во, 2006. С. 382–384.
34. Антонец Н.В. и др. Комплекс контрольно-измерительной аппаратуры с анализом запасов структурной устойчивости импульсных преобразователей напряжения // Электропитание. 2012. № 1. С. 59–64.
35. Смирнов В.С., Филин В.А. Программа FASTMEAN для моделирования электронных цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике», г. Ульяновск, 17–19 мая 2005. Ульяновск: УлГТУ, 2005. Т. 3. С. 174–176.
36. Ali H. et al. Frequency Response Measurements of DC-DC Buck Converter // Proc. of the IEEE International Conference on Information and Automation, Aug. 8–10, 2015, Lijiang, China. P. 2233–2237.
37. Arora S. et al. A Novel Digital Architecture for Gain and Phase Measurements for DC-DC Converters // Proc. of the IEEE Dallas Circuits and Systems Conference, Nov. 12, 2018, Dallas, USA. 2018. P. 1–4.
38. Cho B.H., Lee F.C.Y. Measurement of Loop Gain with the Digital Modulator // IEEE Transactions on Power Electronics. 1986. Vol. PE-1. Iss. 1. P. 55–62.

39. Ruan X. et al. Reconsideration of Loop Gain and Its Measurement in DC–DC Converters // IEEE Transactions on Power Electronics. 2019. Vol. 34. Iss. 7. P. 6906–6921.
40. Middlebrook R.D. Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming // IEEE Transactions on Power Electronics. 1987. Vol. PE-2. Iss. 2. P. 109–124.
41. 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.
42. Dixon L. Switching Power Supply Control Loop Design // Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook, Application Note U-140. 1990. P. 7.1–7.10.
43. Li J., Lee F.C. Modeling of  $v^2$  Current-Mode Control // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2010. Vol. 57. Iss. 9. P. 2552–2563.
44. Del Viejo M. et al. Fast Control Technique Based on Peak Current Mode Control of the Output Capacitor Current // Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sept. 12–16, 2010, Atlanta, USA. P. 3396–3402.
45. Del Viejo M. et al. Fast Control Technique for High Frequency (5 MHz) DC/DC Integrated Converter // Proc. of the 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, March 16–18, 2010, Nuremberg, Germany. P. 1–5.
46. Dixon L. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies [Electronical Resource]. URL: <https://typeset.io/pdf/average-current-mode-control-of-switching-power-supplies-2rqgvef6bt.pdf> (дата обращения: 7.10.2024).
47. Tang W., Lee F.C., Ridley R.B. Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control // IEEE Transactions on Power Electronics. 1993. Vol. 8. Iss. 2. P. 112–119.
48. Tang W. Average Current-Mode Control and Charge Control for PWM Converters [Electronical Resource]. URL: <https://vtechworks.lib.vt.edu/server/api/core/bitstreams/0fdec2d0-a673-4134-a363-2e2ce3dd0b2b/content> (дата обращения: 7.10.2024).
49. Ozkaynak I.J. Average Current Mode Control Modeling and Feedback Stability Analysis for VOD-ES A5 Power Supply Unit [Electronical Resource]. URL: <https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://cdn14.21dianyuan.com/download.php%3Fid%3D182641&ved=2ahUKEWj20avO652MAxWMGRAIHQq8OvcQFnoECBkQAQ&usq=AOvVaw19TzajZA-oit3zmOuWNqmQ> (дата обращения: 7.10.2024).
50. Yan Y. et al. I2 Average Current Mode Control for Switching Converters [Electronical Resource]. URL: [https://www.researchgate.net/profile/Yingyi\\_Yan/publication/286651842\\_I2\\_average\\_current\\_mode\\_control\\_for\\_switching\\_converters/links/5670928b08ae0d8b0cc0f856/Isup2-sup-average-current-mode-control-for-switching-converters.pdf?\\_\\_cf\\_chl\\_tk=sxradK1IovDerznYBdNSG5TABfkV5hvn9aEsofmpx6o-1742651241-1.0.1.1-pnaQSHDFPZfqJT.Qc3u9KbQiN9V4iu4qdoLNe.6EjA](https://www.researchgate.net/profile/Yingyi_Yan/publication/286651842_I2_average_current_mode_control_for_switching_converters/links/5670928b08ae0d8b0cc0f856/Isup2-sup-average-current-mode-control-for-switching-converters.pdf?__cf_chl_tk=sxradK1IovDerznYBdNSG5TABfkV5hvn9aEsofmpx6o-1742651241-1.0.1.1-pnaQSHDFPZfqJT.Qc3u9KbQiN9V4iu4qdoLNe.6EjA) (дата обращения: 7.10.2024).
51. Hsu S.-P. et al. Modelling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode // Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 8–22, 1979, San Diego, USA. P. 284–301.
52. Riddley R.B. A New Small-Signal Model for Current-Mode Control [Electronical Resource]. URL: <https://vtechworks.lib.vt.edu/server/api/core/bitstreams/9e02f1cd-dfe2-4cfa-841e-2c564462f4d8/content> (дата обращения: 7.10.2024).
53. Riddley R.B. An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control [Electronical Resource]. URL: [https://designers-guide.org/forum/Attachments/an\\_accurate\\_and\\_practical\\_small\\_signal\\_model\\_for\\_current\\_mode\\_control.pdf](https://designers-guide.org/forum/Attachments/an_accurate_and_practical_small_signal_model_for_current_mode_control.pdf) (дата обращения: 7.10.2024).
54. 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. Iss. 1. P. 281–286.
55. Морозов В. Проблемы устойчивости работы DC/DC- и AC/DC-преобразователей с управлением по пиковому току // Электронные компоненты [Электронный журнал]. 2008. № 8. URL: [https://russianelectronics.ru/files/50567/EK\\_2008\\_08\\_021-033.pdf?ysclid=m6v2gdpX3r212267965](https://russianelectronics.ru/files/50567/EK_2008_08_021-033.pdf?ysclid=m6v2gdpX3r212267965) (дата обращения: 7.10.2024).
56. 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.
57. 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.
58. Riddley R.B., Cho B.H., Lee F.C.Y. Analysis and Interpretation of Loop Gain of Multiloop-Controlled Switching Regulators // Proc. of the IEEE Transactions on Power Electronics. 1988. Vol. 3. Iss. 4. P. 489–498.
59. Lee F.C., Carter R.A. Investigations of Stability and Dynamic Performances of Switching Regulators Employing Current-Injected Control // Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 29 – July 3, 1981, Boulder, USA. 1981. P. 3–6.

60. Lee F.C., Carter R.A., Fang Z.D. Investigations of Stability & Dynamic Performances of a Current-Injected Regulator // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1983. Vol. AES-19. Iss. 2. P. 274–287.
61. Дмитриков В.Ф. и др. Влияние пульсаций выходного напряжения импульсного преобразователя на коэффициент стабилизации выходного напряжения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. № 1. С. 105–112.
62. Дмитриков В.Ф. и др. Исследование пульсаций выходного напряжения транзисторного преобразователя понижающего типа // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. № 2. С. 86–93.
63. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Измерение петлевого усиления в импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной ООС // 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.
64. Cortés J. et al.  $v^1$  Concept: Designing a Voltage-Mode Control as Current Mode with Near Time-Optimal Response for Buck-Type Converters / IEEE Transactions on Power Electronics. 2015. Vol. 30. Iss. 10. P. 5829–5841.
65. ON Semiconductor. Theory of Operation of V2 Controllers [Electronical Resource]. URL: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/AND8276-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8276-D.PDF) (дата обращения: 7.10.2024).

Поступила в редакцию 7.11.24  
После доработки 10.11.24  
Принята к публикации 20.11.24

## On the Construction of a Multi-Loop Feedback System in a Pulse Voltage Converter

D.V. SHUSHPANOV

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

*The paper presents a retrospective review of the design methods for linear feedback loops of a pulse voltage converter using various methods of transition from a nonlinear pulse voltage converter to a linear model. These methods allow the use of frequency stability criteria that are most convenient and pictorial for engineering analysis. The importance of correct determination (calculation and measurement) of the pulse voltage converter loop gain for determining the stable operating mode of the pulse voltage converter, as well as the importance of correct determination (calculation and measurement) of the frequency characteristics of various loops of the loop gain of the pulse voltage converter with multi-loop feedback are shown.*

**Stability, loop gain, pulse voltage converter, multi-loop feedback, voltage-mode control, current-mode control**