ника входного сигнала $U_{вх}$, квадратора и компенсирующей цепи. Соответствующим выбором сопротивления компенсирующей цепи R_K устраняется влияние постоянной составляющей тока на выходе квадратора. Операционный усилитель осуществляет управление квадратором изменением величины тока в обмотке управления W_y. Для защиты транзисторов T_9, T_{10} и ОУ от влияния индуктируемого напряжения на обмотке W_y при работе квадратора установлена емкость $C_Ш$ и сопротивление R_y, фиксирующее величину сопротивления цепи управления для переменной составляющей. Нагрузка $R_н$ включена в коллекторную цепь транзистора T_{10} до емкости $C_Ш$ так, что переменная составляющая тока, протекающего по обмотке W_y, не замыкается через $R_н$.

Экспериментальное исследование рассмотренного ФП показало, что при унифицированном токовом выходе 0—5 мА постоянного тока приведенная погрешность не превышает 0,3%. Изменение сопротивления нагрузки от 0 до 3 ком приводит к изменению тока выхода не более чем на 0,05%. Температурная погрешность ФП не превышает 0,3% на 10°С в диапазоне от 10 до 40°С (в более широком диапазоне температур исследования не проводились).

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Л. Бенин, В. У. Кизилов, И. И. Смилянский, Т. И. Бархатова. Множительное устройство. Авт. свид. СССР № 285360, «Бюлл. изобрет.», № 33, 1970.

2. В. У. Кизилов, Р. Кэргер. Вопросы теории и применения время-импульсного квадратирующего функционального преобразователя. Тезисы Четвертой всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем», вып. 1, Ташкент, 1971.

3. В. Л. Бенин, В. У. Кизилов. Анализ работы ключа на параллельный *RL*- и *CR*-контур. «Электричество», 1968, № 2.

СГЛАЖИВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В. У. Кизилов, Р. Кэргер

Время-импульсные функциональные преобразователи (ФП), состоящие из широтно-импульсного модулятора и транзисторного амплитудного модулятора, позволяют получить высокую точность преобразования при достаточно простой схеме и высокой надежности работы устройства. Во многих случаях сигнал на выходе таких ФП должен быть хорошо сглажен, например, при работе на операционный усилитель для получения

унифицированного сигнала ГСП или при вводе информации в вычислительную машину.

Применение обычной техники сглаживания, как показано в [1, 2], может привести к искажению функции преобразования и появлению огромных погрешностей. Возникновение погрешности преобразования объясняется неравенством зарядного и разрядного сопротивлений для сглаживающей емкости, включенной параллельно выходу ФП, из-за наличия управляемого широтно-импульсным модулятором транзисторного ключа, введенного в цепь выхода преобразователя. Другим недостатком обычной техники сглаживания является влияние сглаживающей емкости на работу транзисторного ключа, через который при наличии емкости протекает большой ток, ограничиваемый только предвключенным емкости сопротивлением. В [2—4] показано, что дополнительная погрешность и влияние на транзисторный ключ устраняются, если сглаживание осуществлять посредством двухполюсника постоянного входного сопротивления, представляющего собой параллельное соединение $R_L - L$ и $R_C - C$ ветвей. Если нагрузка включена последовательно с индуктивностью $L(R_н = R_L)$ и выполнено условие, что

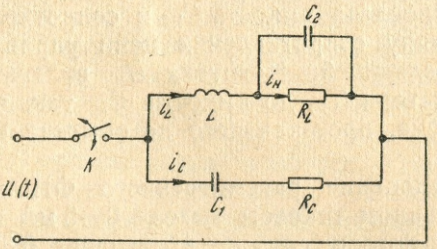

Рис. 1.

$$R = R_L = R_C = \sqrt{\frac{L}{C}}, \qquad (1$$

то в сопротивлении нагрузки протекает сглаженный постоянный ток, среднее значение которого такое же, как и при работе ключа на активное сопротивление R. Степень сглаживания определяется величиной емкости и индуктивности. При заданном сопротивлении нагрузки и допустимой величине пульсации с уменьшением частоты управления ключом растет величина емкости и индуктивности, а следовательно, и габариты двухполюсника. Существенное снижение пульсации при незначительной величине емкости и индуктивности может быть получено включением емкости C_2 параллельно сопротивлению нагрузки (рис. 1). Можно предположить, что эта емкость не должна влиять на погрешность ФП, так как к ней приложено уже достаточно сглаженное напряжение. Искажение функции преобразования может произойти из-за технологического разброса и температурной или временной нестабильности параметров двухполюсника. В [4] рассмотрено влияние разброса парамет

ров двухполюсника на функцию преобразования, когда амплитудный модулятор питается постоянным напряжением и при отсутствии емкости C_2. Использовав метод расчета электрических цепей по усредненным параметрам, описанный в дополнении к [5], можно получить выражение для среднего значения установившегося тока нагрузки $I_{н.ср.}$ при произвольной форме питающего напряжения $u(t)$ и наличии емкости C_2, если периоды напряжения $u(t)$ и работы ключа одинаковы или кратны.

$$I_{н.ср} = \frac{U_{ср}}{R}\left[1 - \Delta R_c^* - \gamma\left(\Delta R_L^* - \Delta R_C^*\right)\right], \tag{2}$$

где

$$U_{ср} = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} u(t)\, dt, \tag{3}$$

$$\Delta R_C^* = \frac{R_C - R}{R}, \tag{4}$$

$$\Delta R_L^* = \frac{R^L - R}{R},$$

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{5}$$

$$\gamma = \frac{t_2 - t_1}{T}, \tag{6}$$

t_1, t_2 — моменты времени, определяющие интервал замкнутого состояния ключа К;

T — период работы ключа и напряжения $u(t)$.

В случае, если период работы ключа в n раз меньше периода напряжения питания амплитудного модулятора $u(t)$, вместо (3) нужно взять интеграл по всем интервалам, когда ключ замкнут:

$$U_{ср} = \frac{1}{T}\sum_{i=1}^{n}\int_{t_{1i}}^{t_{2i}} u(t)\, dt, \tag{7}$$

а относительное время замкнутого состояния ключа (6) определяется как

$$\gamma = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left(t_{2i} - t_{1i}\right)}{T}, \tag{8}$$

унифицированного сигнала ГСП или при вводе информации в вычислительную машину.

Применение обычной техники сглаживания, как показано в [1, 2], может привести к искажению функции преобразования и появлению огромных погрешностей. Возникновение погрешности преобразования объясняется неравенством зарядного и разрядного сопротивлений для сглаживающей емкости, включенной параллельно выходу ФП, из-за наличия управляемого широтно-импульсным модулятором транзисторного ключа, введенного в цепь выхода преобразователя. Другим недостатком обычной техники сглаживания является влияние сглаживающей емкости на работу транзисторного ключа, через который при наличии емкости протекает большой ток, ограничиваемый только предвключенным емкости сопротивлением. В [2—4] показано, что дополнительная погрешность и влияние на транзисторный ключ устраняются, если сглаживание осуществлять посредством двухполюсника постоянного входного сопротивления, представляющего собой параллельное соединение $R_L - L$ и $R_C - C$ ветвей. Если нагрузка включена последовательно с индуктивностью $L(R_н = R_L)$ и выполнено условие, что

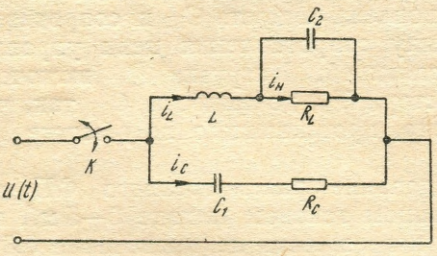

Рис. 1.

$$R = R_L = R_C = \sqrt{\frac{L}{C}}, \qquad (1$$

то в сопротивлении нагрузки протекает сглаженный постоянный ток, среднее значение которого такое же, как и при работе ключа на активное сопротивление R. Степень сглаживания определяется величиной емкости и индуктивности. При заданном сопротивлении нагрузки и допустимой величине пульсаций с уменьшением частоты управления ключом растет величина емкости и индуктивности, а следовательно, и габариты двухполюсника. Существенное снижение пульсации при незначительной величине емкости и индуктивности может быть получено включением емкости C_2 параллельно сопротивлению нагрузки (рис. 1). Можно предположить, что эта емкость не должна влиять на погрешность ФП, так как к ней приложено уже достаточно сглаженное напряжение. Искажение функции преобразования может произойти из-за технологического разброса и температурной или временной нестабильности параметров двухполюсника. В [4] рассмотрено влияние разброса парамет

где T — период напряжения $u(t)$,

t_{1i}, t_{2i} — моменты времени, определяющие i-й интервал замкнутого состояния ключа К в течение одного периода T.

Выражения (7) и (8) легко могут быть получены обобщением метода усредненных параметров на случай кратных частот, что расширяет область применения этого метода.

Из (2) следует, что искажение функции преобразования определяется членом $\gamma(\Delta R_L^* - \Delta R_C^*)$, который может быть устранен изменением сопротивления. R_C.

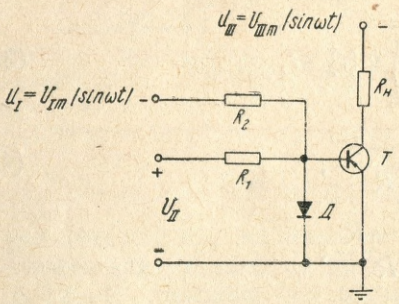

Рис. 2.

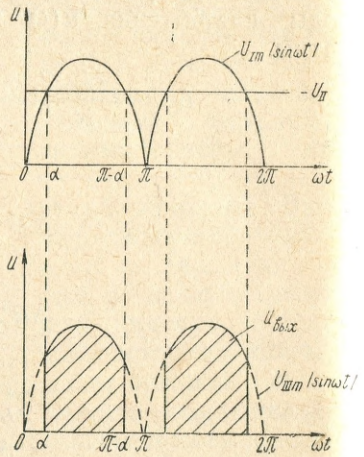

Рис. 3.

Возможность изменения функции преобразования изменением сопротивления может быть использована для коррекции характеристики ФП и уменьшения искажений его функции преобразования, обусловленных другими причинами.

Рассмотрим разработанный авторами время-импульсный ФП для извлечения квадратного корня из произведения напряжений двух сигналов (рис. 2). Транзистор T управляется разностью токов, пропорциональных напряжениям $U_I = U_{Im}|\sin\omega t|$ и U_{II}, а параметры схемы выбраны таким образом, что транзистор насыщается практически в те моменты времени, когда напряжение u_I становится больше U_{II}. В интервалы времени, когда напряжение $u_I > U_{II}$, ток в сопротивлении нагрузки определяется напряжением $u_{III} = U_{IIIm}|\sin\omega t|$. Когда $u_I < U_{II}$, транзистор заперт, ток нагрузки определяется обратным током коллектора, который для простоты будем считать равным нулю. Среднее значение тока нагрузки в схеме рис. 2, с учетом обозначения рис. 3, определится как

$$U_{н.ср} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} U_{IIIm}\sin\omega t d\omega t = \frac{2U_{IIIm}}{\pi}\cos\alpha, \qquad (9)$$

где

$$U_{1m} \sin \alpha = U_{11}, \quad 0 \leqslant \alpha \leqslant \frac{\pi}{2}. \tag{10}$$

Если положить, что напряжения U_{1m}, U_{11}, U_{111m}, связаны с напряжениями входных сигналов соотношениями:

$$\begin{aligned} U_{1m} &= k_1 U_1 + k_2 U_2, \\ U_{111m} &= k_3 U_1 + k_4 U_2, \\ U_{11} &= |k_5 U_1 - k_6 U_2|, \end{aligned} \tag{11}$$

а для коэффициентов преобразования $k_1 \div k_6$ выполняются условия:

$$\begin{aligned} k_1 &= k_5, \\ k_2 &= k_6, \end{aligned} \tag{12}$$

$$\frac{k_4}{k_3} = \frac{k_2}{k_1},$$

то

$$U_{\text{нср}} = \frac{4k_3}{\pi k_1} \sqrt{k_1 k_2 U_1 U_2}. \tag{13}$$

Если усреднение напряжения на выходе ФП осуществляется рассмотренным двухполюсником постоянного входного сопротивления (рис. 1), то согласно (2) среднее значение тока нагрузки при $k_1 = k_2$ определится как

$$I_{L\,\text{ср}} = \frac{4k_3}{\pi R} \sqrt{U_1 U_2} \left[1 - \Delta R_L^* + \frac{2}{\pi} (\Delta R_L^* - \Delta R_C^*) \arcsin \frac{|U_1 - U_2|}{U_1 + U_2} \right]. \tag{14}$$

Из (14) следует, что появляется погрешность функции преобразования, приведенное значение которой при равенстве номинальных значений напряжений $U_{1\text{н}}$ и $U_{2\text{н}}$ равно

$$\delta = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\Delta R_L^* - \Delta R_C^*}{1 - \Delta R_L^*} U_1^* \sqrt{\lambda} \arcsin \frac{1 - \lambda}{1 + \lambda}, \tag{15}$$

где $U_1^* = U_2/U_1$. Предполагается, $U_2 < U_1$, что не нарушает общности рассуждений.

Максимальное значение погрешность имеет при $U_1^* = 1$ и при $\lambda = 0{,}18$, а знак погрешности определяется знаком разности $(\Delta R_L^* - \Delta R_C^*)$:

$$\delta \approx 20 \frac{\Delta R_L^* - \Delta R_C^*}{1 - \Delta R_L^*} \%. \tag{16}$$

При $\Delta R_L^* = 0{,}05$, $\Delta R_C^* = 0$ погрешность функции преобразования рассмотренного устройства была уменьшена с 1 до 0,3%. Имевшаяся погрешность объяснялась ухудшением условий насыщения транзистора T (рис. 2) при углах насыщения α, близких к $\frac{\pi}{2}$ (рис. 3), что соответствует малым значениям λ. Другие способы устранения этой погрешности приводят к резкому усложнению схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. А. Розенблат. Работа широтно-импульсного модулятора на активно-емкостную нагрузку. «Автоматика и телемеханика», 1966, № 5.
2. I. F. Joung. The switching of inductive loads using Transistors. «British communications and electronics», 1963, № 11.
3. В. У. Кизилов. Сглаживание выходного сигнала широтно-импульсного модулятора без нарушения линейности. «Изв. вузов. «Приборостроение», 1967, № 6.
4. В. Л. Бенин, В. У. Кизилов. Анализ работы ключа на параллельный контур. «Электричество», 1968, № 2.
5. Е. Филиппов. Нелинейная электротехника. «Энергия», 1968.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ФАЗОСТУПЕНЧАТЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Л. Л. Рожанский, А. А. Фиолетов

При проектировании мощных выпрямительных устройств с повышенными энергетическими показателями стабильность выходных параметров достигается подключением специальных регуляторов, а сглаживание пульсаций, как правило, индуктивно-емкостными фильтрами. В зависимости от инерционности составных элементов мощных выпрямительных устройств при переходных режимах возможно появление всплесков (перерегулирования) выходного напряжения с определенной длительностью. При импульсной нагрузке величина всплесков во много раз может превышать величину статической нестабильности выходного напряжения. Вопрос о динамических характеристиках стабилизаторов особо остро возникает для источников высокого класса точности в связи с увеличением суммарного коэффициента усиления по контуру регулирования. Поэтому рациональное сочетание выходных электрических параметров мощных стабилизированных выпрямителей с их конструктивными показателями является одним из основных вопросов при создании высокостабильных источников постоянного тока.

В мощных преобразователях при наличии силового трансформатора регулирование выпрямленного напряжения возможно как на первичной, так и на вторичной стороне трансфор-