

Линеаризованные дискретные структурные динамические модели импульсных ППН

при модуляции момента выключения силового транзистора

Геннадий Белов,
д. т. н., профессор

belovga_chuvsu@rambler.ru

В отечественной литературе линеаризованные дискретные структурные модели полупроводниковых преобразователей применительно к управляемым выпрямителям, используемым в различных системах электропривода, были впервые строго обоснованы В. П. Шипило [1] и А. Д. Поздеевым с учениками [2]. Было много попыток обоснования дискретных структурных моделей для импульсных преобразователей постоянного напряжения (ППН) с ШИМ-2, многие из которых оказались ошибочными, поскольку основывались на различных нестрогих рассуждениях, например [3].

При обосновании линеаризованных моделей импульсных ППН будем исходить из обоснованных

в [4] нелинейных моделей, представленных на рис. 1. Используется общий метод линеаризации нелинейных систем автоматического управления в окрестности некоторого установившегося режима работы [5]. При этом предполагается, что на систему, работающую в установившемся режиме, извне воздействует малое возмущение (или несколько малых возмущений). В качестве возмущения может служить также изменение начальных условий для описывающих систему дифференциальных уравнений.

Линеаризация нелинейной дискретной модели (рис. 1а) иллюстрируется рис. 2, где в верхней части сплошными линиями показаны кривые сигналов $i_L, u_{\text{вых}}, i_{\text{вых}}, u_{\text{вх}}, i_{\text{вх}}, u_{\text{д.пр}}, i_{\text{д.пр}}$, действующих в нелинейной модели понижающего ППН в установившемся режиме, а штриховыми линиями — кривые этих же сигналов в возмущенном режиме, обозначенные как $i_L + \Delta i_L, u_{\text{вых}} + \Delta u_{\text{вых}}, i_{\text{вых}} + \Delta i_{\text{вых}}, u_{\text{вх}} + \Delta u_{\text{вх}}, i_{\text{вх}} + \Delta i_{\text{вх}}, u_{\text{д.пр}} + \Delta u_{\text{д.пр}}, i_{\text{д.пр}} + \Delta i_{\text{д.пр}}$. Предполагается, что сигнал $u_{\text{д.пр}}(t)$ при переходе к возмущенному режиму не меняется. Кривые возмущенного режима должны мало отличаться от соответствующих кривых установившегося режима, в остальном их вид произволен.

В нижней части рис. 2 показаны приблизительно кривые сигналов $\Delta i_L, \Delta u_{\text{вых}}, \Delta i_{\text{вых}}, \Delta u_{\text{вх}}, \Delta i_{\text{вх}}$ и $\Delta u_{\text{д.пр}}$, получаемые вычитанием кривых установившегося (стационарного) режима из соответствующих кривых возмущенного режима. Эти сигналы называются вариациями соответствующих сигналов установившегося режима и, в отличие от последних, обозначаются дополнительным символом « Δ » [5].

Анализируя кривые вариаций сигналов на рис. 2, видим, что на вход звена $G(p)$ модели понижающего ППН (рис. 1а) на каждом периоде T подаются шесть элементарных импульсов:

1. импульс конечной высоты $u_{\text{вых}}(t_1 + t_c) + \Delta u_{\text{вых}}(t_1 + t_c)$ и малой длительности $|\Delta t_1 + \Delta t_c|$, действующий в момент $t_1 + t_c$, полярность которого с учетом инвертирования сигнала $u_{\text{вых}}^*$ в суммирующем узле противоположна знаку приращения $\Delta t_1 + \Delta t_c$;
2. импульс малой переменной высоты $\Delta u_{\text{вых}}(t)$ и конечной длительности $t_1 + t_c$, действующий на интервале $t_1 + t_c$, полярность которого с учетом инвертирования в суммирующем узле совпадает со знаком сигнала $\Delta u_{\text{вых}}(t)$;

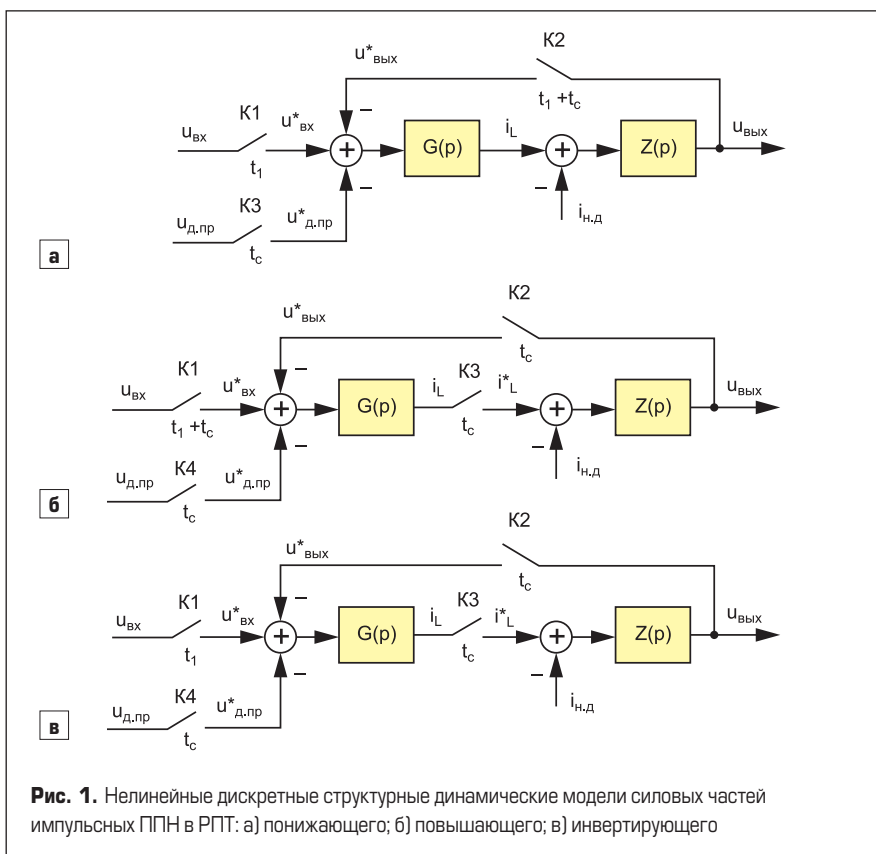


Рис. 1. Нелинейные дискретные структурные динамические модели силовых частей импульсных ППН в РПТ: а) понижающего; б) повышающего; в) инвертирующего

- импульс конечной высоты $u_{\text{вх}}(t_1) + \Delta u_{\text{вх}}(t_1)$ (в общем случае напряжение $u_{\text{вх}}$ в стационарном режиме является переменным, например за счет пульсаций) и малой длительности $|\Delta t_1|$, действующий в момент t_1 , полярность которого совпадает со знаком приращения Δt_1 ;
- импульс малой переменной высоты $\Delta u_{\text{вх}}(t)$ и конечной длительности t_1 , действующий на интервале t_1 , полярность которого совпадает со знаком вариации $\Delta u_{\text{вх}}(t)$;
- импульс конечной высоты $u_{\text{д.пр}}$ и малой длительности $|\Delta t_1|$ (предполагаем, что прямое падение напряжения на открытом силовом диоде в установившемся и возмущенном режимах одинаково), действующий в момент t_1 , полярность которого с учетом инвертирования сигнала $u_{\text{д.пр}}^*$ в суммирующем узле совпадает со знаком приращения Δt_1 ;
- импульс конечной высоты $u_{\text{д.пр}}$ и малой длительности $|\Delta t_1 + \Delta t_c|$, действующий в момент $t_1 + t_c$, полярность которого с учетом инвертирования сигнала $u_{\text{д.пр}}^*$ противоположна знаку приращения $\Delta t_1 + \Delta t_c$.

В соответствии со сказанным, заменяя импульсы малой длительности дельта-импульсами эквивалентной площади, получаем линейную импульсную модель, показанную на рис. 3а, в которой учтены указанные шесть импульсов, а время отсчитывается от тактового момента времени, когда отпирается силовой транзистор.

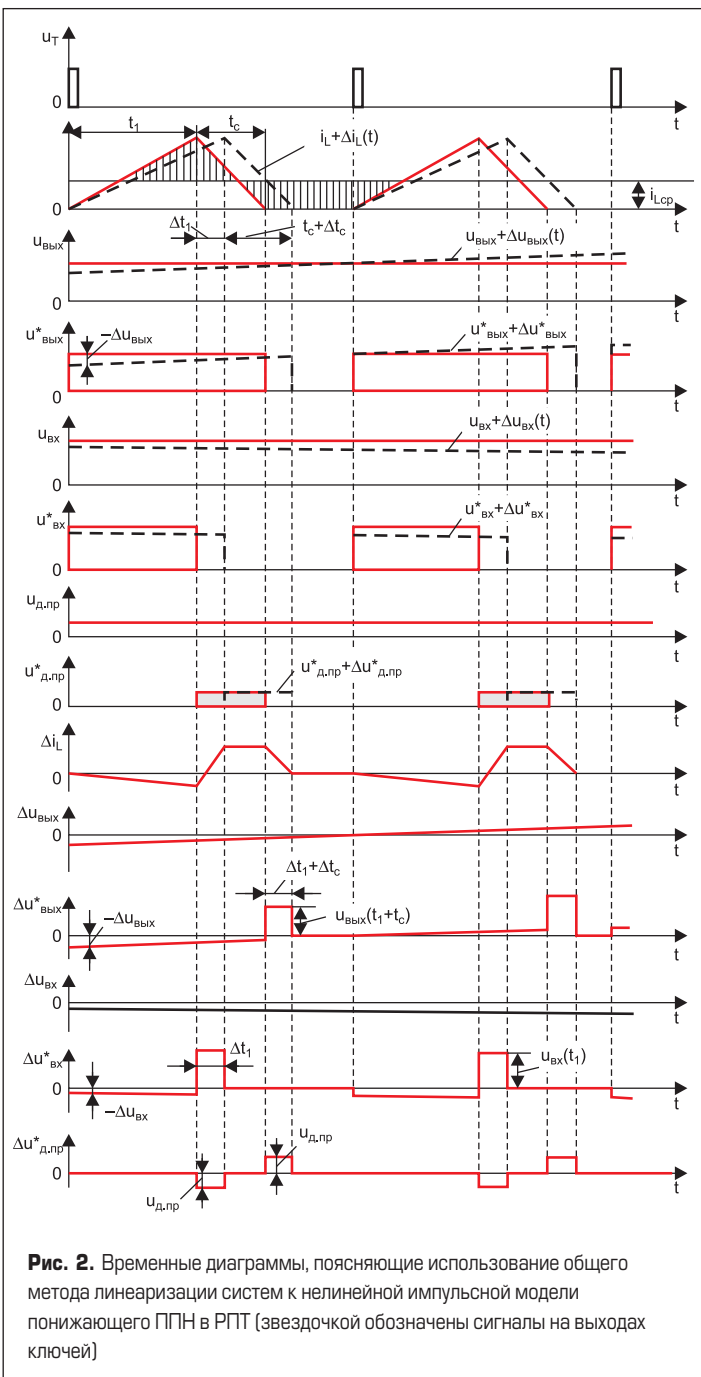


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие использование общего метода линеаризации систем к нелинейной импульсной модели понижающего ППН в РПТ (звездочкой обозначены сигналы на выходах ключей)

Импульсы конечной высоты $u_{\text{вх}}(t_1) + \Delta u_{\text{вх}}(t_1)$ и малой длительности $\Delta t_1 + \Delta t_c$ и Δt_1 , показанные на рис. 2, на рис. 3а заменены дельта-импульсами эквивалентной площади, формируемыми на выходах идеальных импульсных элементов ИЭ1 и ИЭ2 и пропускаемыми через пропорциональные звенья с коэффициентами передачи $u_{\text{вх}}(t_1 + t_c)$ и $u_{\text{вх}}(t_1)$ соответственно. На входы ИЭ1 и ИЭ2 подаются малые сигналы $\Delta t_1 + \Delta t_c$ и Δt_1 , которые считаются непрерывными, а импульсные элементы фиксируют дискретные значения этих сигналов $\Delta t_1(t_1 + t_c) + \Delta t_c(t_1 + t_c)$ и $\Delta t_1(t_1)$ в моменты $t_1 + t_c$ и t_1 . Значениями $\Delta u_{\text{вх}}(t_1 + t_c)$ и $\Delta u_{\text{вх}}(t_1)$ пренебрегаем по сравнению с $u_{\text{вх}}(t_1 + t_c)$ и $u_{\text{вх}}(t_1)$. Ключи К1 и К2 на рис. 3а периодически замыкаются на время, показанное под изображением ключа. Аналогично импульсы конечной высоты $u_{\text{д.пр}}$ и малой длительности $\Delta t_1(t_1)$ и $\Delta t_1(t_1 + t_c) + \Delta t_c(t_1 + t_c)$ на рис. 3а заменяются дельта-импульсами эквивалентной площади $u_{\text{д.пр}}[\Delta t_1(t_1)]$ и $u_{\text{д.пр}}[\Delta t_1(t_1 + t_c) + \Delta t_c(t_1 + t_c)]$, формируемыми в ветвях с идеальными импульсными элементами ИЭ3 и ИЭ4. Параллельно соединенные ветви с одинаковыми идеальными импульсными элементами ИЭ1 и ИЭ4, ИЭ2 и ИЭ3 на рис. 3а можно заменить одной ветвью с таким же импульсным элементом и соединенным последовательно с ним пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $u_{\text{вх}}(t_1 + t_c) + u_{\text{д.пр}}$ и $u_{\text{вх}}(t_1) + u_{\text{д.пр}}$ (рис. 3б). Учтем, что непосредственно из рассмотрения

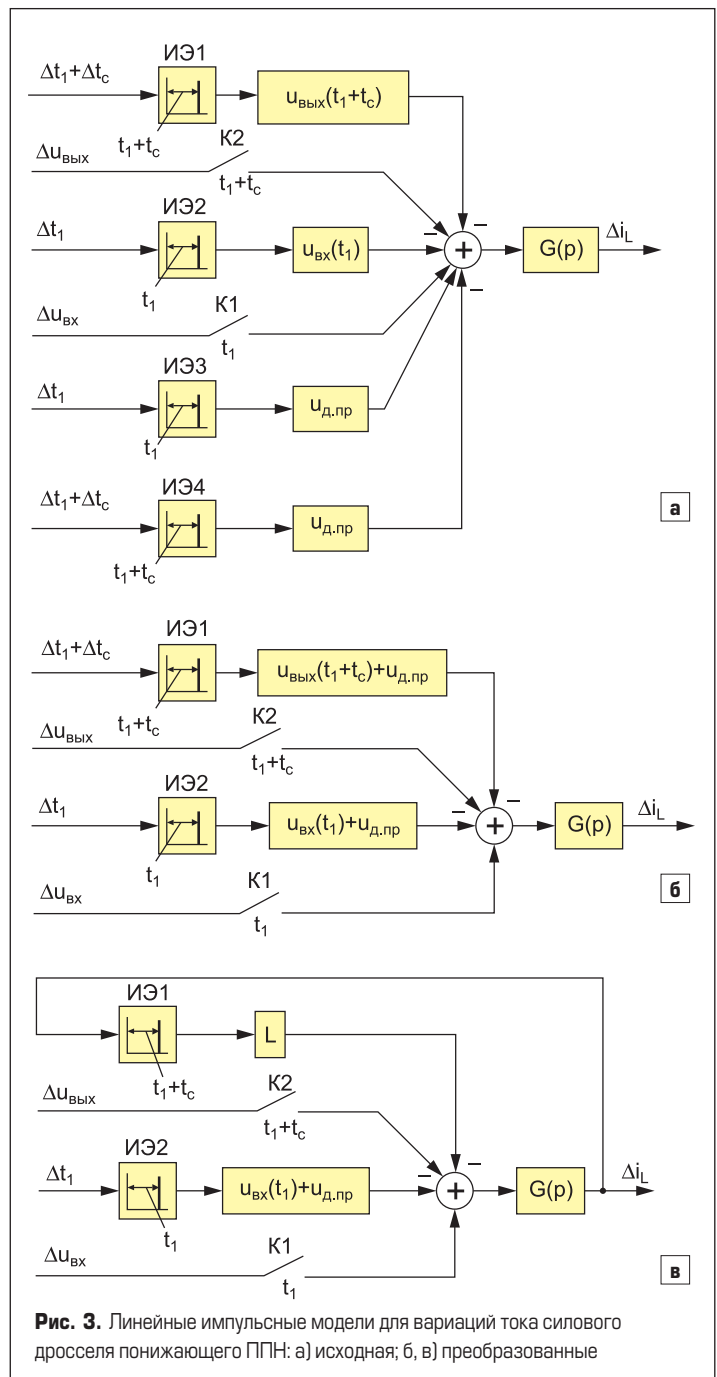


Рис. 3. Линейные импульсные модели для вариаций тока силового дросселя понижающего ППН: а) исходная; б, в) преобразованные

кривых сигналов $i_L(t)$ и $i_L(t) + \Delta i_L(t)$ на рис. 2 при малых отклонениях следует равенство

$$\Delta i_L(t_1 + t_c - 0) = - \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=t_1+t_c-0} (\Delta t_1 + \Delta t_c),$$

откуда найдем

$$\Delta t_1 + \Delta t_c = - \left(\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=t_1+t_c-0} \right)^{-1} \Delta i_L(t_1 + t_c - 0). \tag{1}$$

В выражении (1) для понижающего ППН имеем:

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=t_1+t_c-0} = - \frac{ri_L(t_1 + t_c) + u_{\text{вых}}(t_1 + t_c) + u_{\text{д.пр}}}{L},$$

где $i_L(t_1 + t_c) = 0$.

Теперь выражение (1) принимает вид:

$$\Delta t_1 + \Delta t_c = L \frac{\Delta i_L(t_1 + t_c - 0)}{u_{\text{вых}}(t_1 + t_c) + u_{\text{д.пр}}}. \tag{2}$$

Следовательно, входной сигнал $\Delta t_1 + \Delta t_c$ верхней ветви схемы на рис. 3б можно заменить сигналом $\Delta i_L(t_1 + t_c - 0)$, добавив пропорциональное звено с коэффициентом передачи, соответствующим правой части (2), и преобразовать схему на рис. 3б к виду, показанному на рис. 3в.

Объединяя схему, представленную на рис. 3в, со схемой для выходного конденсатора, получаем линейную импульсную динамическую модель всей силовой части понижающего импульсного ППН для РПТ (рис. 4а). Номера импульсных элементов ИЭ1, ИЭ2 заменены на ИЭ2, ИЭ1 соответственно. Эта модель впервые была обоснована без учета $u_{\text{д.пр}}$ в докторской диссертации автора и приведена затем в [8].

Для получения линейной импульсной модели для РНТ учтем, что в РНТ $t_1 + t_c = T$ и $\Delta t_1 + \Delta t_c = 0$, следовательно, ветви с входным сигналом $\Delta t_1 + \Delta t_c$ на рис. 3а, б и ветви обратной связи по току Δi_L на рис. 3в и рис. 4а можно исключить. Ключ К2 на рис. 4а будет замкнут непрерывно, и его также можно исключить. Тогда получим динамическую модель, представленную на рис. 4б.

Повышающий ППН

На рис. 5 в верхней части сплошными линиями показаны кривые сигналов $i_L, i_L^*, u_{\text{вых}}, u_{\text{вых}}^*, u_{\text{вх}}, u_{\text{вх}}^*, u_{\text{д.пр}}, u_{\text{д.пр}}^*$ действующих

в установившемся режиме структурной модели повышающего ППН (рис. 1б), а штриховыми линиями в значительной мере произвольно — кривые этих же сигналов в возмущенном режиме, обозначенных как $i_L + \Delta i_L, i_L^* + \Delta i_L^*, u_{\text{вых}} + \Delta u_{\text{вых}}, u_{\text{вых}}^* + \Delta u_{\text{вых}}^*, u_{\text{вх}} + \Delta u_{\text{вх}}, u_{\text{вх}}^* + \Delta u_{\text{вх}}^*, u_{\text{д.пр}} + \Delta u_{\text{д.пр}}, u_{\text{д.пр}}^* + \Delta u_{\text{д.пр}}^*$. В нижней части рис. 5 показаны кривые отклонений (вариаций) сигналов $i_L, i_L^*, u_{\text{вых}}, u_{\text{вых}}^*, u_{\text{вх}}, u_{\text{вх}}^*, u_{\text{д.пр}}, u_{\text{д.пр}}^*$ от установившихся кривых, обозначенные как $\Delta i_L, \Delta i_L^*, \Delta u_{\text{вых}}, \Delta u_{\text{вых}}^*, \Delta u_{\text{вх}}, \Delta u_{\text{вх}}^*, \Delta u_{\text{д.пр}}, \Delta u_{\text{д.пр}}^*$.

Рассматривая кривые вариаций на рис. 5 совместно со структурной схемой на рис. 1б, видим, что на вход звена $G(p)$ на каждом периоде подаются семь элементарных импульсов:

1. импульс конечной высоты $u_{\text{вых}}(t_1)$ и малой длительности $|\Delta t_1|$, действующий в момент t_1 , полярность которого совпадает со знаком приращения Δt_1 ;
2. импульс конечной высоты $u_{\text{вых}}(t_1 + t_c)$ и малой длительности $|\Delta t_1 + \Delta t_c|$, действующий в момент $t_1 + t_c$, полярность которого совпадает со знаком приращения $\Delta t_1 + \Delta t_c$;
3. импульс малой переменной высоты $|\Delta u_{\text{вых}}(t)|$, действующий на интервале t_c , полярность которого совпадает со знаком сигнала $\Delta u_{\text{вых}}(t)$;
4. импульс конечной высоты $u_{\text{вх}}(t_1 + t_c)$ и малой длительности $|\Delta t_1 + \Delta t_c|$, действующий в момент $t_1 + t_c$, полярность которого совпадает со знаком приращения $\Delta t_1 + \Delta t_c$;
5. импульс малой переменной высоты $|\Delta u_{\text{вх}}(t)|$, действующий на интервале $t_1 + t_c$, полярность которого совпадает со знаком вариации $\Delta u_{\text{вх}}(t)$;
6. импульс конечной высоты $u_{\text{д.пр}}$ и малой длительности $|\Delta t_1|$, действующий в момент t_1 , полярность которого противоположна знаку приращения Δt_1 ;
7. импульс конечной высоты $u_{\text{д.пр}}$ и малой длительности $|\Delta t_1 + \Delta t_c|$, действующий в момент $t_1 + t_c$, полярность которого противоположна знаку приращения $\Delta t_1 + \Delta t_c$. Полагаем все приращения и вариации малыми.

В соответствии с вышесказанным, заменяя импульсы малой длительности дельта-импульсами эквивалентной площади, учитывая знаки, с которыми сигналы поступают на левый сумматор в схеме на рис. 1б, получаем показанную на рис. 4а импульсную модель, в которой учтены указанные семь импульсов. Объединяя ветви с одинаковыми входными сигналами Δt_1 и $\Delta t_1 + \Delta t_c$ и одновременно срабатывающими импульсными элементами, получаем схему на рис. 4б.

Как показывает кривая $i_L(t)$ на рис. 5, для повышающего ППН остается справедливым соотношение (1), где:

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=t_1+t_c-0} = \frac{-ri_L(t_1 + t_c) - u_{\text{вых}}(t_1 + t_c) - u_{\text{д.пр}} + u_{\text{вх}}(t_1 + t_c)}{L},$$

$i_L(t_1 + t_c) = 0$ и, следовательно,

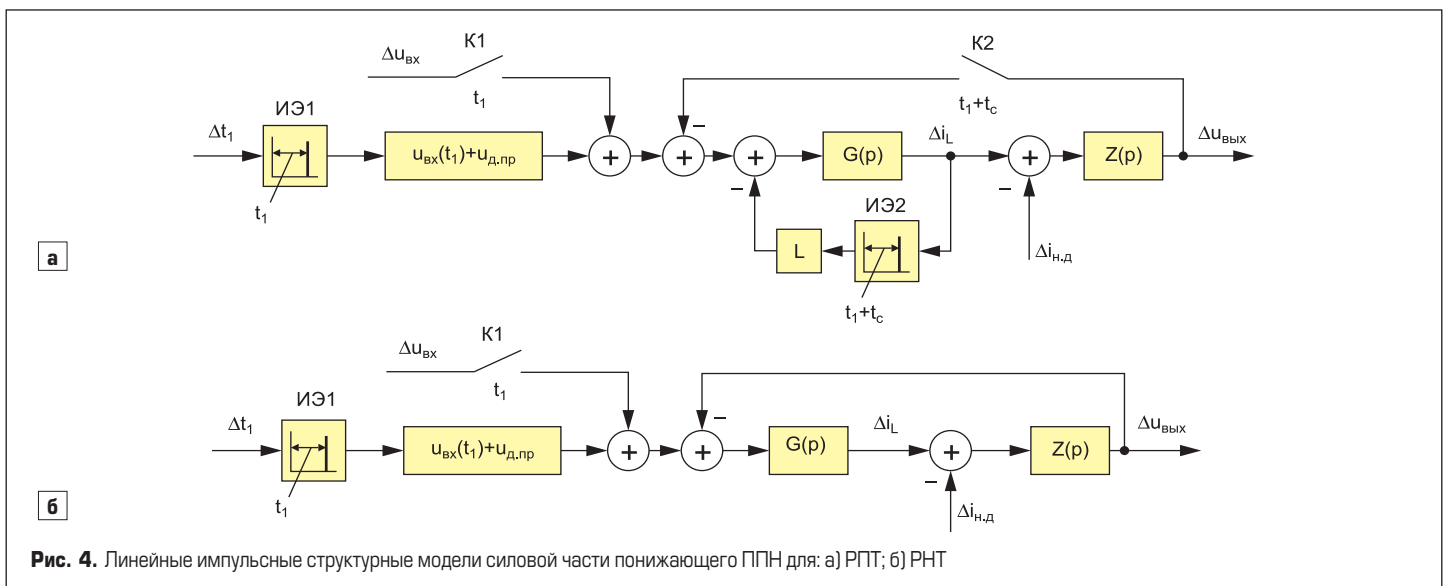


Рис. 4. Линейные импульсные структурные модели силовой части понижающего ППН для: а) РПТ; б) РНТ

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=t_1+t_c-0} = \frac{-u_{\text{вых}}(t_1+t_c) - u_{\text{д.пр}} + u_{\text{вх}}(t_1+t_c)}{L}$$

С учетом последнего равенства соотношение (1) принимает вид

$$\Delta t_1 + \Delta t_c = - \frac{L \Delta i_L (t_1 + t_c - 0)}{u_{\text{вх}}(t_1 + t_c) - u_{\text{вых}}(t_1 + t_c) - u_{\text{д.пр}}}, \quad (3)$$

на основании которого из предыдущей схемы (рис. 6б) получаем схему с замкнутым контуром обратной связи по току дросселя (рис. 6в).

Сигнал Δi_L^* , действующий на входе звена $Z(p)$ (рис. 16), согласно графику на рис. 5 может быть представлен в виде суммы двух импульсов:

1. импульс конечной высоты $i_L(t_1)$ и малой длительности $|\Delta t_1|$, действующий в момент t_1 , полярность которого, согласно рис. 5, противоположна знаку приращения Δt_1 ;
2. импульс малой переменной высоты $\Delta i_L(t)$, действующий на интервале t_c , полярность которого совпадает со знаком вариации $\Delta i_L(t)$ сигнала $i_L(t)$ на интервале t_c . На основании сказанного получаем линеаризованную модель, показанную на рис. 6г.

Объединяя структурные схемы, показанные на рис. 6в,г, получаем линейную импульсную динамическую модель силовой части повышающего ППН в РПТ (рис. 7а).

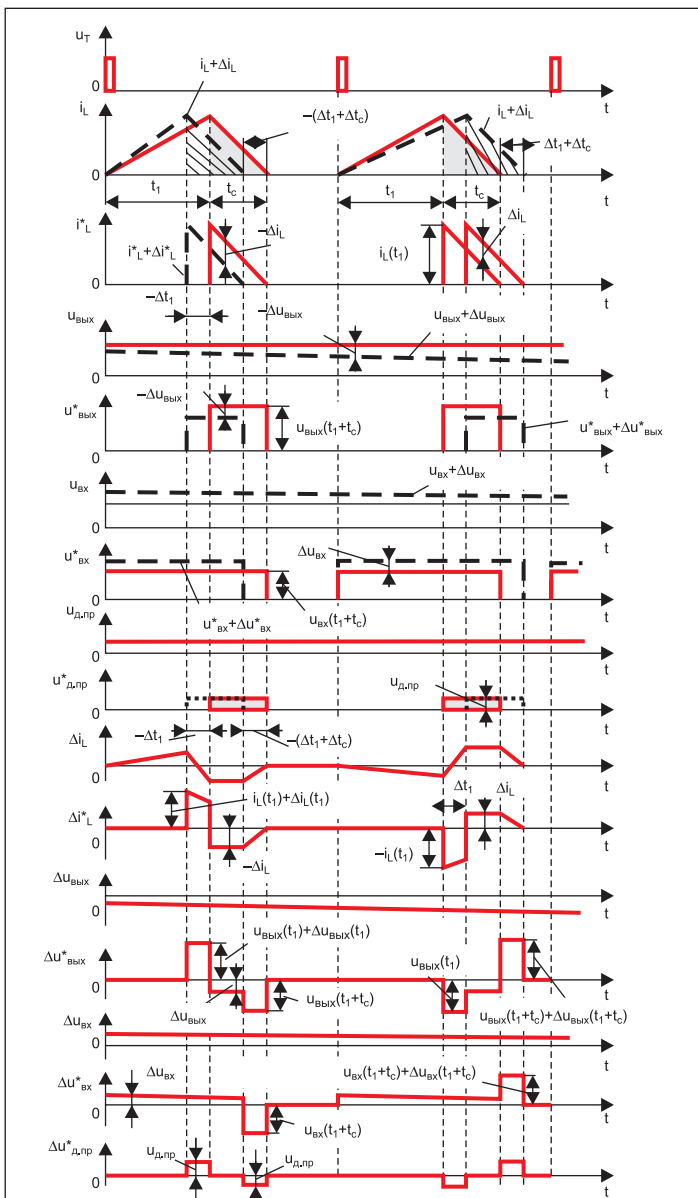


Рис. 5. Временные диаграммы, поясняющие линеаризацию нелинейной дискретной структурной модели повышающего ППН; заштрихованы импульсы тока i_L^* , протекающего через силовой диод, и импульсы $u_{\text{д.пр}}^*$

Для получения линейной структурной импульсной модели силовой части повышающего ППН в режиме непрерывного тока (РНТ) учтем, что в РНТ $t_1+t_c = T$ и $\Delta t_1 + \Delta t_c = 0$, поэтому ветви с входным сигналом $\Delta t_1 + \Delta t_c$ в схемах на рис. 6а, б и ветвь обратной связи по току Δi_L на рис. 6в можно исключить. Ключ К1 в схеме на рис. 7а замкнут непрерывно и его также можно исключить, ключи К2, К3 на рис 7а будут замкнуты в течение интервалов $T-t_1$. Тогда получим структурную схему, представленную на рис. 7б.

Инвертирующий ППН

Временные диаграммы для нелинейной дискретной модели инвертирующего ППН (рис. 1в), представленные на рис. 8, качественно отличаются от временных диаграмм для повышающего ППН, показанных на рис. 5, только кривыми $u_{\text{вх}}^*$ и $\Delta u_{\text{вх}}^*$. Это связано с тем, что ключ К1 в схеме на рис. 1в замкнут в течение времени t_1+t_c , а в схеме на рис. 1г — только на интервале t_1 .

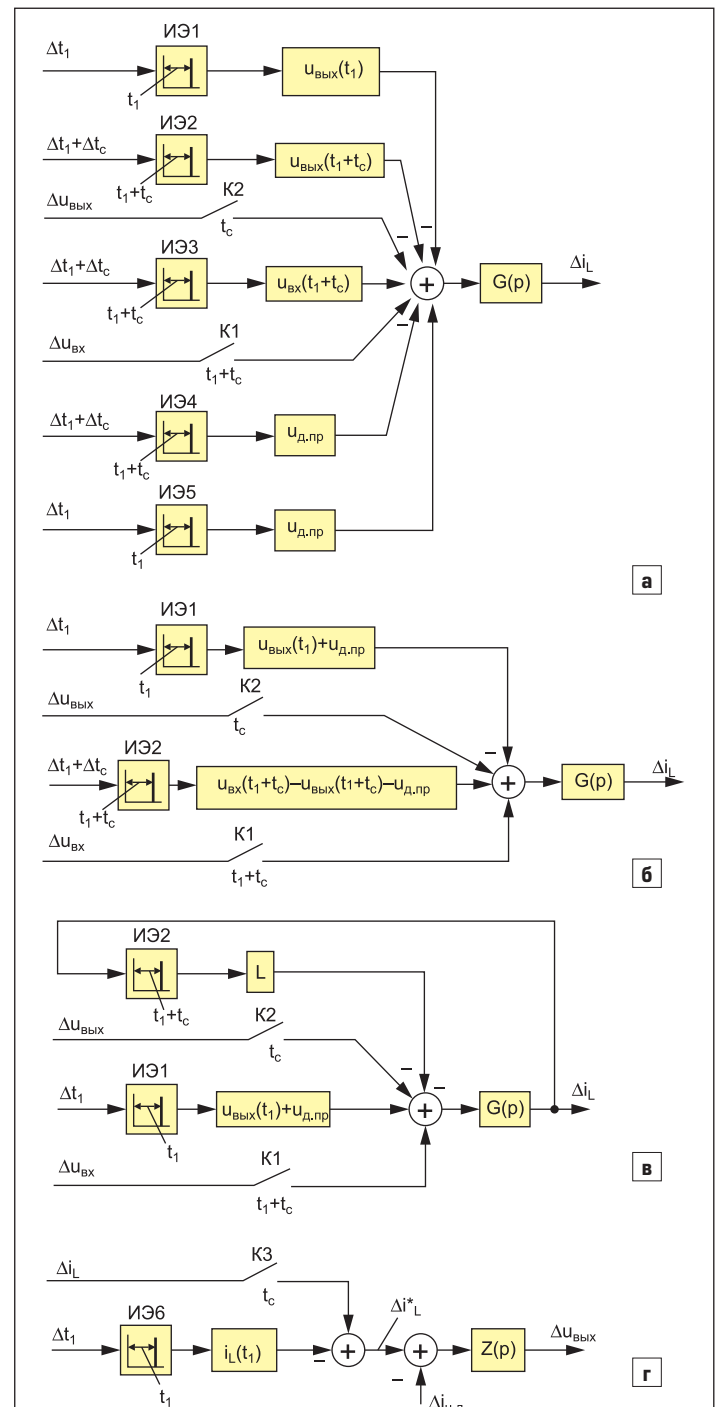
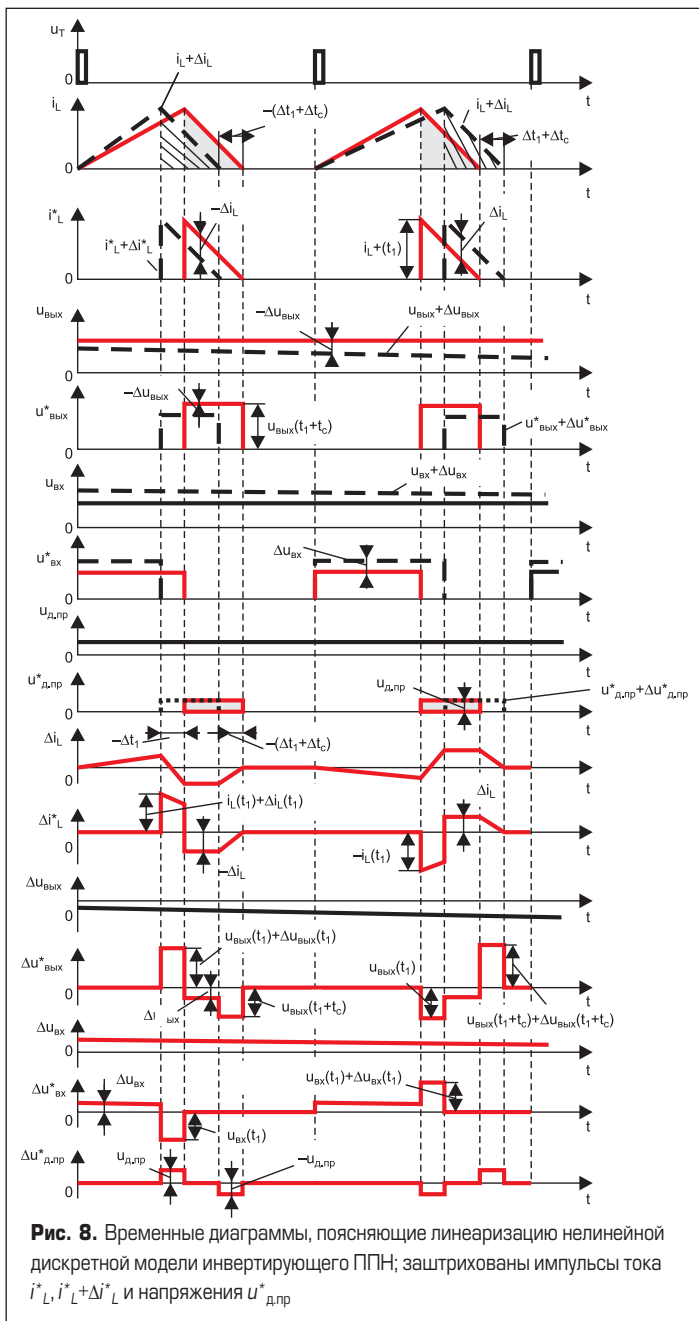
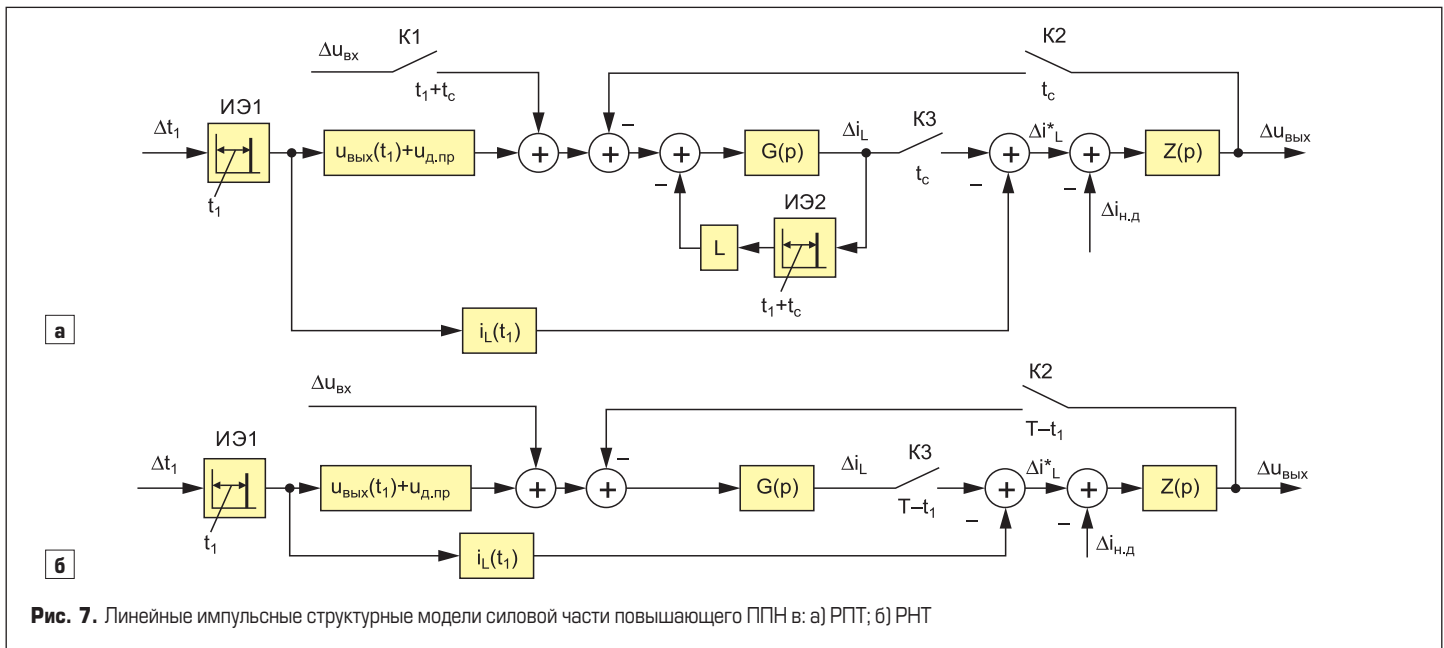


Рис. 6. Линейные импульсные модели для: а, б, в) вариаций тока силового дросселя; г) выходного напряжения повышающего ППН



В верхней части рис. 8 сплошными линиями показаны кривые сигналов i_L , i_L^* , $u_{Вых}$, $u_{Вых}^*$, $u_{Вх}$, $u_{Вх}^*$, $u_{д.пр}$, $u_{д.пр}^*$, действующих в нелинейной модели инвертирующего ППН (рис. 1в) в установившемся режиме, а штриховыми линиями — кривые этих же сигналов в возмущенном режиме, обозначенные как $i_L + \Delta i_L$, $i_L^* + \Delta i_L^*$, $u_{Вых} + \Delta u_{Вых}$, $u_{Вых}^* + \Delta u_{Вых}^*$, $u_{Вх} + \Delta u_{Вх}$, $u_{Вх}^* + \Delta u_{Вх}^*$, $u_{д.пр} + \Delta u_{д.пр}$, $u_{д.пр}^* + \Delta u_{д.пр}^*$. Предполагается, что сигнал $u_{д.пр}(t)$ при переходе к возмущенному режиму не меняется. Кривые возмущенного сигнала должны мало отличаться от соответствующих кривых установившегося режима, в остальном их вид произволен.

В нижней части рис. 8 показаны приблизительно кривые сигналов Δi_L , Δi_L^* , $\Delta u_{Вых}$, $\Delta u_{Вых}^*$, $\Delta u_{Вх}$, $\Delta u_{Вх}^*$, $\Delta u_{д.пр}$, получаемые вычитанием кривых установившегося режима i_L , i_L^* и других из соответствующих кривых возмущенного режима $i_L + \Delta i_L$, $i_L^* + \Delta i_L^*$ и др.

Анализируя кривые вариаций сигналов на рис. 8 с учетом схемы на рис. 1в, видим, что на вход звена $G(p)$ линеаризованной модели инвертирующего ППН на каждом периоде T подаются семь элементарных импульсов:

1. импульс конечной высоты $u_{Вых}(t_1)$ и малой длительности $|\Delta t_1|$, действующий в момент t_1 , полярность которого противоположна знаку приращения Δt_1 ;
2. импульс конечной высоты $u_{Вых}(t_1 + t_c)$ и малой длительности $|\Delta t_1 + \Delta t_c|$, действующий в момент $t_1 + t_c$, полярность которого совпадает со знаком приращения $\Delta t_1 + \Delta t_c$;
3. импульс малой переменной высоты $|\Delta u_{Вых}(t)|$, действующий на интервале t_c , полярность которого совпадает со знаком сигнала $\Delta u_{Вых}(t)$ (все три перечисленных элементарных импульса, составляющие сложный импульс $\Delta u_{Вых}^*(t)$ (рис. 8), согласно схеме на рис. 1в дополнительно инвертируются на входе суммирующего звена, поскольку сигнал $u_{Вых}^*(t)$ суммируется после инвертирования);
4. импульс конечной высоты $u_{Вх}(t_1)$ и малой длительности $|\Delta t_1|$, действующий в момент t_1 , полярность которого совпадает со знаком приращения Δt_1 ;
5. импульс малой переменной высоты $|\Delta u_{Вх}(t)|$, действующий на интервале t_1 , полярность которого совпадает со знаком вариации $\Delta u_{Вх}(t)$ (два элементарных импульса, составляющие сложный импульс $u_{Вх}^*(t)$ (рис. 8), согласно схеме на рис. 1в на входе суммирующего звена не инвертируются);
6. импульс конечной высоты $u_{д.пр}$ и малой длительности $|\Delta t_1|$, действующий в момент t_1 , полярность которого противоположна знаку приращения Δt_1 ;
7. импульс конечной высоты $u_{д.пр}$ и малой длительности $|\Delta t_1 + \Delta t_c|$, действующий в момент $t_1 + t_c$, полярность которого совпадает со знаком приращения $\Delta t_1 + \Delta t_c$. Последние два элементарных импульса, составляющих сложный импульс $\Delta u_{д.пр}^*(t)$ (рис. 8), согласно схеме

на рис. 1в дополнительно инвертируются на входе суммирующего звена.

Полагаем все приращения и вариации малыми. С учетом перечисленных семи импульсов на входе звена $G(p)$ получаем импульсную модель, представленную на рис. 9а.

Объединяя ветви с одинаковыми входными сигналами Δt_1 и $\Delta t_1 + \Delta t_c$ и одновременно срабатывающими идеальными импульсными элементами, получаем схему, представленную на рис. 9б.

Как показано на рис. 8, для инвертирующего ППН остается справедливым соотношение (1), где, однако, производная тока дросселя слева от момента спада тока до нуля определяется иным выражением. Для инвертирующего ППН имеем:

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=t_1+t_c-0} = \frac{-ri_L(t_1+t_c) - u_{\text{Вых}}(t_1+t_c) - u_{\text{д.пр}}}{L},$$

где $i_L(t_1+t_c) = 0$. Тогда соотношение (1) принимает вид:

$$\Delta t_1 + \Delta t_c = L \frac{\Delta i_L(t_1+t_c-0)}{u_{\text{Вых}}(t_1+t_c) + u_{\text{д.пр}}}. \quad (4)$$

Равенство (4) показывает возможность замены входного сигнала $\Delta t_1 + \Delta t_c$ в схеме на рис. 9б на сигнал $\Delta i_L(t_1+t_c-0)$, взятый с выхода звена $G(p)$ и пропущенный через пропорциональное звено с коэффициентом передачи $L/[u_{\text{Вых}}(t_1+t_c) + u_{\text{д.пр}}]$. Тогда получим структурную схему, представленную на рис. 9в.

В линеаризованной модели, согласно схеме на рис. 1в, на вход звена $Z(p)$ поступают сигналы $\Delta i_L^*(t)$ и $-\Delta i_{\text{н.д}}(t)$.

Сигнал $\Delta i_L^*(t)$, согласно кривой на рис. 8, может быть представлен, как и в случае повышающего ППН, в виде алгебраической суммы двух импульсов. Поэтому схема на рис. 9г совпадает со схемой, представленной на рис. 8г.

Объединяя схемы, представленные на рис. 9в, г, получаем линеаризованную импульсную динамическую модель силовой части инвертирующего ППН в РПТ (рис. 10а).

Из сравнения линейных импульсных структурных моделей ППН (рис. 4, 7, 10) можно сделать следующие выводы:

- Общим всех этих схем является наличие в РПТ внутреннего контура обратной связи по току дросселя через импульсный элемент ИЭ2, который в РНТ отсутствует. Наличие этого контура существенно усложняет строгий анализ этих моделей.
- Основная часть этих моделей от входа импульсного элемента ИЭ1 до выхода отличается напряжением схемы $u_{\text{сх}}$, которое входит

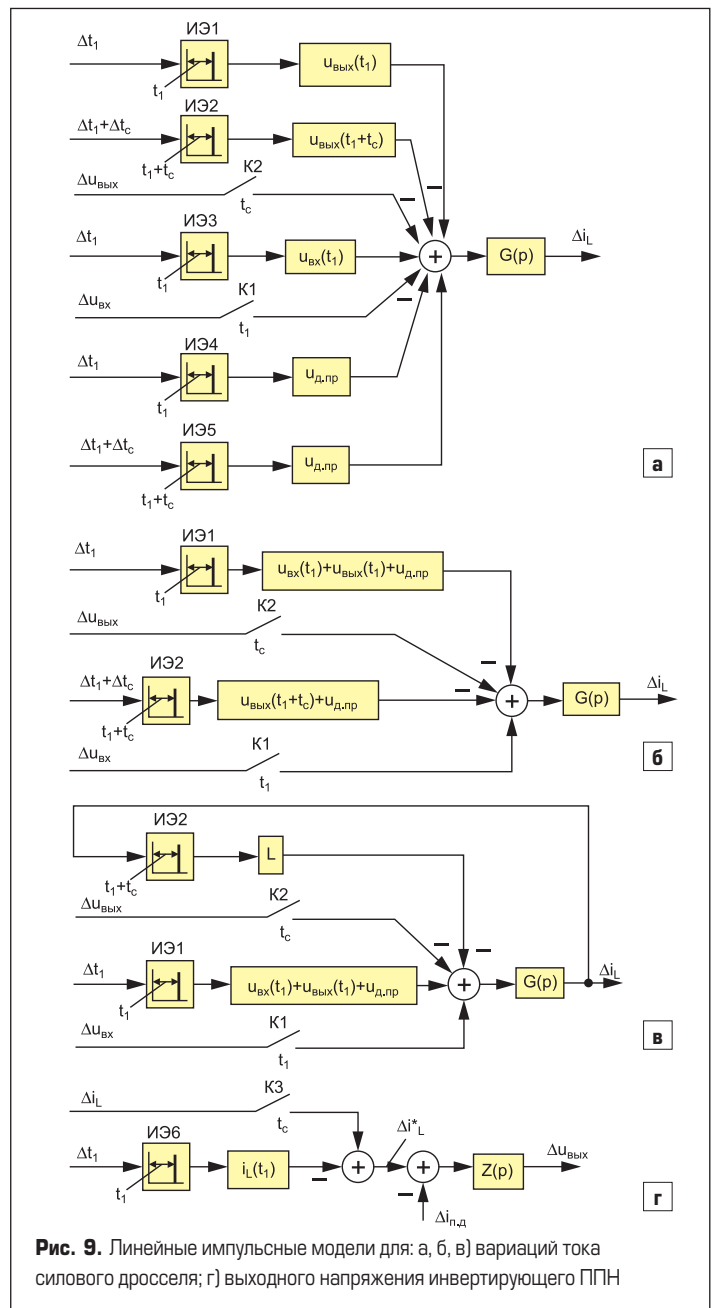


Рис. 9. Линейные импульсные модели для: а, б, в) вариаций тока силового дросселя; г) выходного напряжения инвертирующего ППН

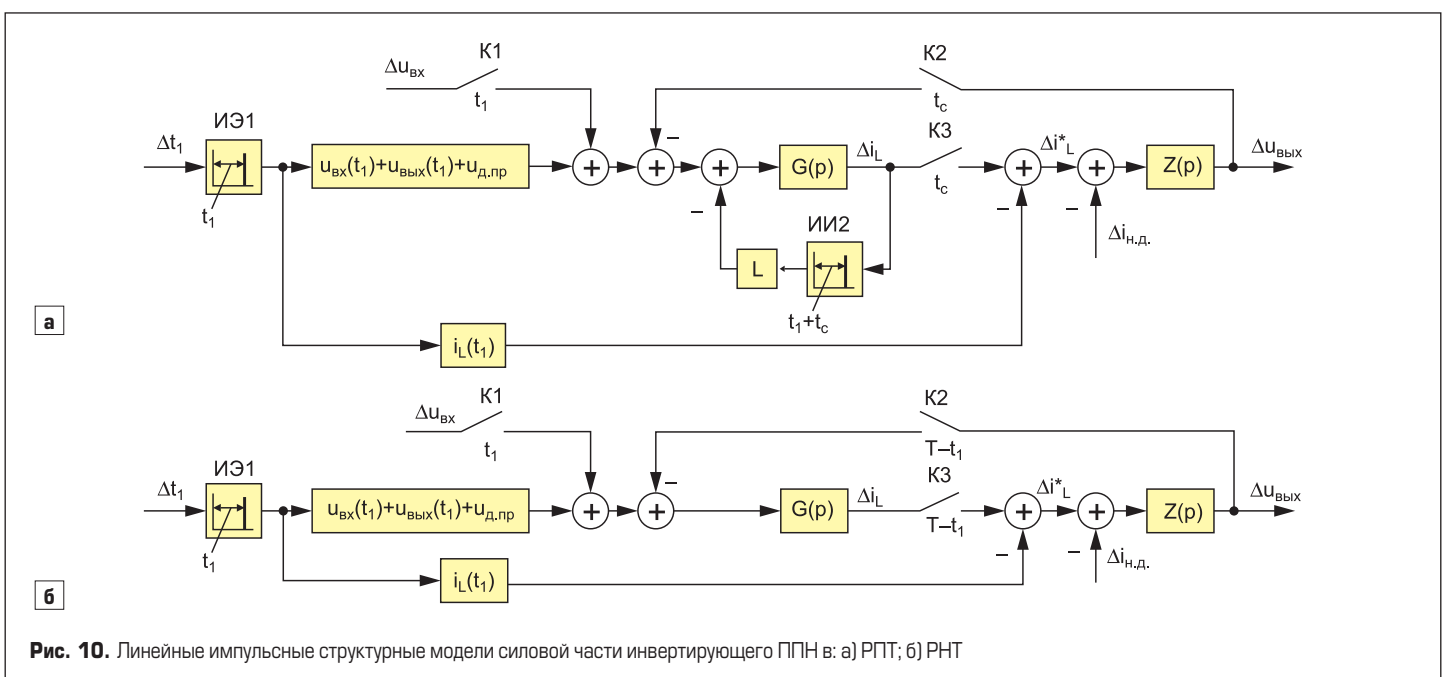


Рис. 10. Линейные импульсные структурные модели силовой части инвертирующего ППН в: а) РПТ; б) РНТ

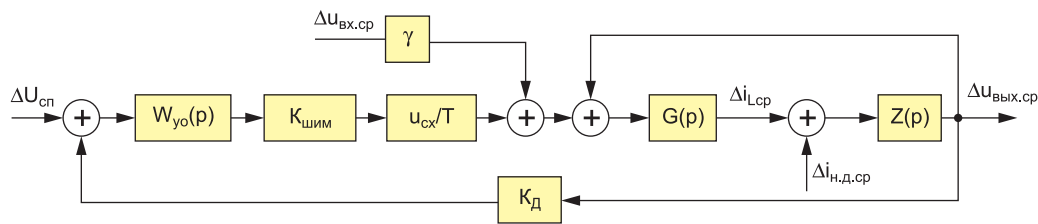


Рис. 11. Усредненная линейризованная структурная модель понижающего ППН в РНТ с одноконтурной системой управления: $W_{yo}(p)$ — передаточная функция усилителя ошибки; $K_{шим}$ — коэффициент передачи широтно-импульсного модулятора; $K_д$ — коэффициент передачи делителя напряжения

в качестве коэффициента передачи пропорционального звена. Это напряжение определяется как $u_{сх} = u_{вх}(t_1) + u_{д.пр}$; $u_{сх} = u_{вых}(t_1) + u_{д.пр}$; $u_{сх} = u_{вх}(t_1) + u_{вых}(t_1) + u_{д.пр}$ соответственно для понижающей, повышающей и инвертирующей схем. Модели для повышающей и инвертирующей схем отличаются также наличием ключа КЗ между звеньями $G(p)$ и $Z(p)$, которого нет в модели для понижающей схемы.

- Модели для повышающей и инвертирующей схем (рис. 7 и 10) отличаются также от модели для понижающей схемы (рис. 4) наличием дополнительной ветви прямой связи через звено с коэффициентом передачи $i_L(t_1)$. Известно, что эта связь приводит к тому, что модели для повышающего и инвертирующего ППН становятся неминимально фазовыми.

Обоснованные в данной статье динамические модели широко использовались в работах автора для анализа динамики импульсных ППН. Однако ранее в большинстве работ [7, 8] не учитывалось ЭПС выходного конденсатора r_C и прямое падение напряжения на силовом диоде $u_{д.пр}$. Учет $u_{д.пр}$ оказывается необходимым лишь в ППН с низким выходным напряжением. Эти модели непосредственно вытекают из обоснованных в предыдущей статье [1] нелинейных моделей. Обнаруживается также тесная связь этих моделей с усредненными моделями, которые широко используются в отечественной и зарубежной литературе. Эта связь оказывается особенно простой при работе ППН в РНТ.

На рис. 11 представлена усредненная линейризованная структурная модель понижающего ППН в РНТ с одноконтурной системой управления, полученной с использованием импульсной модели силовой части, приведенной на рис. 4б, в которой идеальный импульсный элемент ИЭ1 заменен пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $1/T$, а ключ К1 — пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $\gamma = t_1/T$. Все переменные токи и напряжения заменены на их средние значения.

Схема на рис. 11 удобна для анализа и синтеза систем управления импульсными ППН, поскольку позволяет использовать все методы, разработанные в линейной теории автоматического управления. Этой теорией владеют намного больше специалистов и студентов вузов, чем теорией линейных импульсных систем [6]. Однако непрерывные

модели не позволяют исследовать влияние частоты переключений на динамику ППН.

Примеры использования этой модели (рис. 11) для синтеза импульсных ППН приведены в [9–12].

Литература

1. Шипилло В. П., Чикотило И. И. Устойчивость замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем // *Электричество*. 1978. № 1.
2. Донской Н. В., Иванов А. Г., Никитин В. М., Поздеев А. Д. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления. М.: Энергоатомиздат. 1984.
3. Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. Л.: Энергия. 1970.
4. Белов Г. А. Нелинейные дискретные структурные динамические модели силовых частей импульсных ППН // *Силовая электроника*. 2014. № 3.
5. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. М.: Наука. 1974.
6. Ту Ю. Цифровые и импульсные системы автоматического управления / Пер. с англ. М.: Машиностроение. 1964.
7. Белов Г. А. Динамические модели инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения // *Электричество*. 1990. № 4.
8. Белов Г. А. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей // *Электричество*. 2008. № 4.
9. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А. К синтезу одноконтурных систем управления понижающими импульсными преобразователями // *Практическая силовая электроника*. 2013. № 2 (50).
10. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А. Синтез одноконтурной системы управления понижающим импульсным преобразователем // *Практическая силовая электроника*. 2013. № 3 (51).
11. Белов Г. А., Серебрянников А. В. К синтезу одноконтурной системы управления двухтактным импульсным преобразователем // *Силовая электроника*. 2013. № 3.
12. Белов Г. А., Серебрянников А. В. Синтез одноконтурной системы управления двухтактным импульсным преобразователем // *Силовая электроника*. 2013. № 4.