

УДК 621.314

Ю.С. Боровиков, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, А.О. Сулайманов, А.И. Темчук, В.А. Федотов

Усилители сигналов для моделей реального времени

В статье рассмотрены результаты разработки и исследования математических моделей усилителей тока и напряжения на основе широтно-импульсной модуляции для моделей реального времени электроэнергетических систем.

Ключевые слова: усилитель тока, усилитель напряжения, модель реального времени электроэнергетических систем, гибридная модель, линеаризованная модель, импульсная модель в среде Simulink Matlab, амплитудные и фазовые характеристики усилителя, нестабильность коэффициента усиления, линейность фазовой характеристики.

При решении различных задач в области электроэнергетических систем (ЭЭС) единственным инструментом является моделирование. При этом актуальными в последнее время являются работы связанные с моделированием ЭЭС в реальном времени. Такое внимание к моделям реального времени связано, в первую очередь, с задачей разработки новых и исследования работы уже имеющихся систем и устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем.

Разработанный в Томском политехническом университете всережимный моделирующий комплекс реального времени электроэнергетических систем (ВМК РВ ЭЭС) [1] построен на концепции гибридного моделирования и представляет собой мультипроцессорную систему реального времени, в которой решение систем дифференциальных уравнений осуществляется методами аналоговой вычислительной техники. Такое применение, уже забытого и, казалось бы, устаревшего подхода, дало в данном конкретном случае ощутимый эффект, связанный прежде всего с решением проблем компромисса между глубиной математических моделей (степенью системы дифференциальных уравнений), временем воспроизведения и величиной методической ошибки [2]. При этом наличие готовых аналоговых сигналов, моделирующих основные параметры ЭЭС (токи и напряжения), предполагает построение исследовательской системы с подключением реальных устройств к ВМК РВ ЭЭС для исследования как адекватности работы подключенных устройств, так реакции моделируемой ЭЭС на воздействия оказываемые этими устройствами рис. 1. К таким устройствам можно отнести:

- устройства релейной защиты элементов ЭЭС;
- системы релейной защиты ЭЭС;
- системы противоаварийной автоматики;
- системы автоматического управления возбуждением генераторов;
- устройства системной автоматики ЭЭС;
- системы управления реактивной мощностью и напряжением.

Все выше обозначенные устройства и системы подключаются в реальной ЭЭС посредством измерительных трансформаторов тока и напряжения, имеющих соответственно номинальные значения токов и напряжения 1 или 5 А и 100 В, при трехфазном подключении. Для соединения модели ЭЭС с реальными устройствами требуются соответствующие усилители тока и напряжения. В электроэнергетике принято, что исследуемые сигналы токов и напряжений должны учитывать их спектры до 15-й гармоники включительно, а их кратность обычно составляет: по току – до двадцати (при коротких замыканиях вблизи точки измерения), а по напряжению – до двух (при различных перенапряжениях). Схема подключения ВМК РВ ЭЭС к устройству релейной защиты через усилитель показано на рис. 01.



Рис. 1. Схема подключения ВМК РВ ЭЭС к устройству релейной защиты

Исходя из изложенного, была поставлена задача разработки комплекса из трех усилителей тока и трех усилителей напряжения соответственно по одному на каждую фазу. Необходимые характеристики комплекса усилителей приведены в табл. 1.

Таблица 1

Требования к усилителям тока и напряжения

Диапазон изменения амплитуды тока на выходе усилителя тока	0–200 А
Диапазон изменения амплитуды напряжения на выходе усилителя напряжения	0–300 В
Входное сопротивление не менее	2 кОм
Рабочий диапазон частот	0–800 Гц
Нестабильность коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот не более	$\pm 0,5\%$
Отклонение фазовой характеристики от линейной в диапазоне частот: – от 0 до 100 Гц; – от 100 до 800 Гц;	$\leq 0,1^\circ$ $\leq 0,5^\circ$
Напряжение питания	220 В $\pm 15\%$
Диапазон изменения напряжения на входе	± 10 В

Усилители должны позволять подключать к своим выходам реальную нагрузку, соответствующую стандартным промышленным устройствам (панелям, стойкам, шкафам) релейной защиты и автоматики.

В электротехнике и силовой электронике широкое распространение получили аналоговые (линейные) усилители классов А, АВ, В и импульсные усилители класса D (ШИМ-усилители). Указанные классы усилителей имеют свои достоинства и недостатки, широко освещенные в литературе [3, 4]. Основным преимуществом аналоговых усилителей является их высокое быстродействие, что позволяет строить на их основе высокопрецизионные быстродействующие усилители, а недостатком низкий коэффициент полезного действия (КПД). Быстродействие аналоговых усилителей зависит от быстродействия выходного каскада, который строится на комплементарных транзисторных парах. Более мощные биполярные транзисторы имеют более низкие частотные характеристики, поэтому при увеличении мощности появляются проблемы и с быстродействием.

Импульсные усилители, в отличие от аналоговых имеют высокие значения КПД, но быстродействие импульсных усилителей с обратной связью ограничено частотой коммутацией ключевых элементов. Кроме того, у импульсных усилителей в выходном сигнале появляется высокочастотная составляющая кратная частоте преобразования и комбинационные гармоники, что усложняет замыкание отрицательной обратной связи. Увеличение частоты импульсного преобразователя ограничено быстродействием силовых ключей и приводит к снижению КПД.

Габаритная мощность усилителя напряжения не превышает 200 ВА, поэтому их можно реализовывать как на аналоговых усилителях класса А, АВ, В так и на основе импульсных усилителей класса D. Габаритная мощность усилителей по току на порядок превышает это значение, поэтому подобные усилители целесообразно делать только на основе импульсных усилителей класса D. Поэтому в первую очередь будем рассматривать импульсные усилители тока.

Усилитель тока должен обеспечить высокую точность стабилизации коэффициента усиления тока при всех возмущающих факторах и возможных величинах нагрузок в диапазоне частот от нуля до 800 Гц. Нагрузкой усилителя тока является аппаратура шкафов релейной защиты и автоматики (РЗиА). Проведенные экспериментальные замеры входных активных сопротивлений шкафов РЗиА показали следующие значения: 0,3 мОм для шкафа РЗиА «Серам-80», 50 мОм для шкафа РЗиА «ТЭМП2501», 180 мОм для шкафа РЗиА «ШЭ 1111» и 340 мОм для шкафа РЗиА «ШЭ 2607-016». Активная мощность усилителя для формирования тока 200 А в шкафах РЗиА составляет соответ-

ственно 12Вт для РЗиА «Seram-80», 2кВт для РЗиА «ТЭМП2501», 7,2 кВт для РЗиА «ШЭ 1111» и 13,6 кВт для РЗиА «ШЭ 2607-016». Из этого следует, что требуется для каждого шкафа РЗиА изготавливать свой типонаминал усилителя тока или разрабатывать линейку усилителей по мощности, охватывающую все шкафы релейной защиты.

Комплекс усилителей предполагалось размещать в шкафу вычислительного комплекса, который может находиться на значительном удалении от шкафов РЗиА (от 2 до 20 м), что определяет соответствующую длину соединительного кабеля. Длинный кабель добавляет значительную индуктивность и активное сопротивление в цепь нагрузки, значение которых зависит от диаметра проводящих жил прямого и возвратного тока и расстояния от их центров [5]. Например, для кабеля, выполненного из двух параллельных проводов марки ПВ-3×10 мм², размещенных на минимально возможном расстоянии друг от друга, индуктивность одного метра составляет 0,5 мкГн, а сопротивление 1,83 мОм. В этом случае, активная мощность потерь в кабеле длиной 20 м составит 1,46 кВт, а реактивная мощность на частоте 800 Гц – 2 кВт. Естественно, что это нерационально и для исключения указанных потерь в кабеле необходимо размещать усилители в непосредственной близости от нагрузки.

Остановимся на усилителе тока для шкафа РЗиА «ТЭМП2501» и примем следующие численные значения параметров нагрузки, высокочастотного сглаживающего фильтра и величины питающего напряжения $R_{Hmin} = 1 \text{ мОм}$, $R_{Hmax} = 50 \text{ мОм}$, $L_{\Phi} = 20 \text{ мкГн}$, $E = 12 \text{ В}$.

Коэффициент усиления усилителя определяется отношением амплитуды максимального выходного тока к максимальной величине напряжения на управляющем входе:

$$K_Y = \frac{200A}{10B} = 20 \frac{A}{B}. \quad (1)$$

Тогда допустимый размах отклонения коэффициента усиления от его заданного значения в соответствии с данными табл. 1 будет равен:

$$\Delta K_Y = 2 \cdot 0,005 \cdot K_Y = 0,2 \frac{A}{B}. \quad (2)$$

Импульсные усилители класса D чаще всего выполняют на основе мостовых схем, так как на выходе необходимо получить двух полярное напряжение или ток. Расчету преобразователей на основе мостовых схем посвящено большое количество работ, например [6], и на сегодняшний день эта задача не представляет особой сложности. Наибольший интерес представляет задача реализации системы управления преобразователем. Система управления импульсного усилителя тока может быть реализована на основе специализированных ШИМ-контроллеров, (например ZXCD1000), DSP микроконтроллеров или программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Энергетически более эффективна однополярная реверсивная ШИМ [7]. Мостовой инвертор на ключах К1–К4 с высокочастотным индуктивным фильтром L_{Φ} , работающий на активную нагрузку R_H , и алгоритм управления силовыми ключами, реализующий однополярную реверсивную ШИМ 1-го рода, представлены на рис. 2.

Требования к нестабильности коэффициента усиления, представленные в табл. 1 и максимально допустимый размах отклонения этого коэффициента, рассчитанный по выражению (2), позволяет отнести такие усилители к прецизионным. Прецизионный усилитель тока может быть реализован только с глубокой отрицательной обратной связью и корректирующим звеном обеспечивающим устойчивую работу при высоких точностных и динамических параметрах. Синтез корректирующих звеньев для линейных систем хорошо изучен и подробно описан в литературе [8], в то время как для импульсных систем является сложной задачей и в общем виде пока не решен. Поэтому сведение нелинейной системы к линейной, позволяющей осуществить синтез корректирующего звена, обеспечивающей заданные характеристики, является приемом, который в настоящее время широко применяется [9].

Высокая частота преобразования позволяет зачастую пренебречь дискретностью преобразователя и заменить его линеаризованной аналоговой моделью или передаточной функцией $W_C(p)$ по управляющему воздействию $\gamma(p)$. Для схемы, представленной на рис. 2, передаточную функцию по управляющему воздействию можно представить в виде:

$$W_C(p) = \frac{i_L(p)}{\gamma(p)} = \frac{E}{R_H} \frac{1}{\frac{L_\Phi}{R_H} p + 1} \quad (3)$$

Замкнутая система управления преобразователем представлена на рис. 3 и включает в себя: корректирующее звено с передаточной функцией $W_K(p)$, модулятор М, объект управления с передаточной функцией $W_C(p)$, и звено обратной связи с коэффициентом передачи А. Модулятор М представляет собой звено с постоянным коэффициентом передачи, численное значение которого зависит от конкретной реализации и без ущерба для общности может быть принято равным единице.

Это звено обеспечивает преобразование аналогового сигнала на выходе корректирующего звена в последовательность управляющих импульсов объекта управления. Звено обратной связи с постоянным коэффициентом передачи А обеспечивает согласование уровней входного и выходного сигналов. Величина коэффициента передачи этого звена примерно определяется отношением $A \approx 1/K_V$.

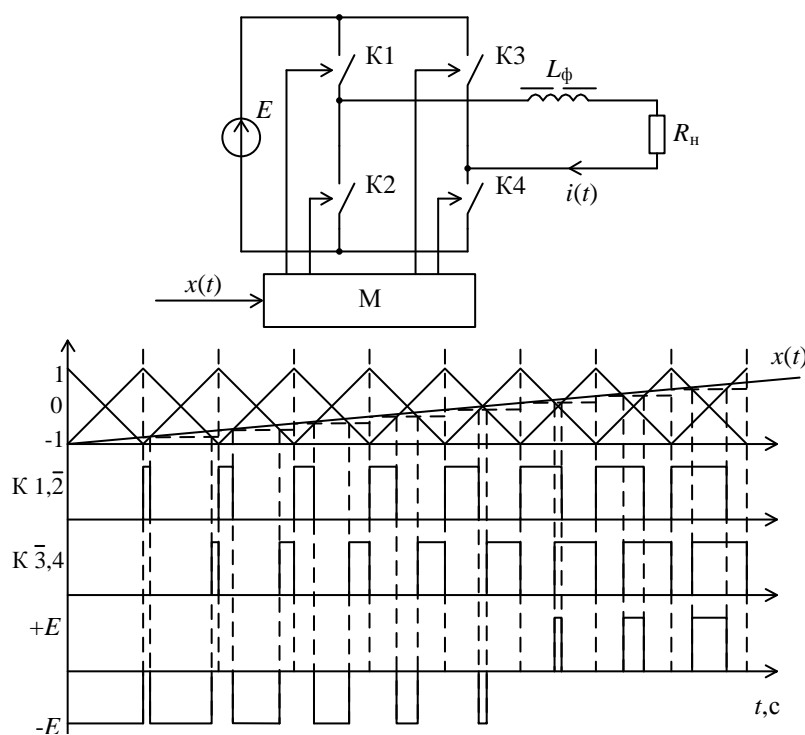


Рис. 2. Схема силовой части усилителя и алгоритм коммутации силовых ключей ШИМ-1

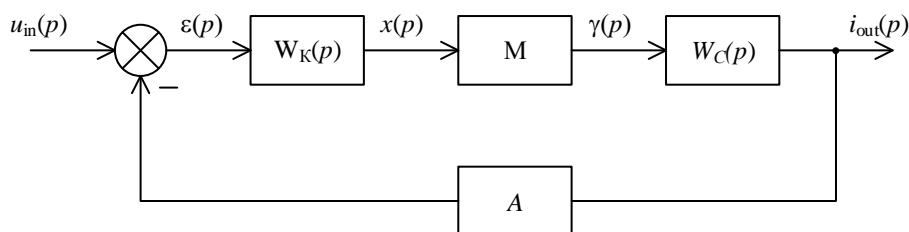


Рис. 3. Замкнутая линейризованная система усилителя тока

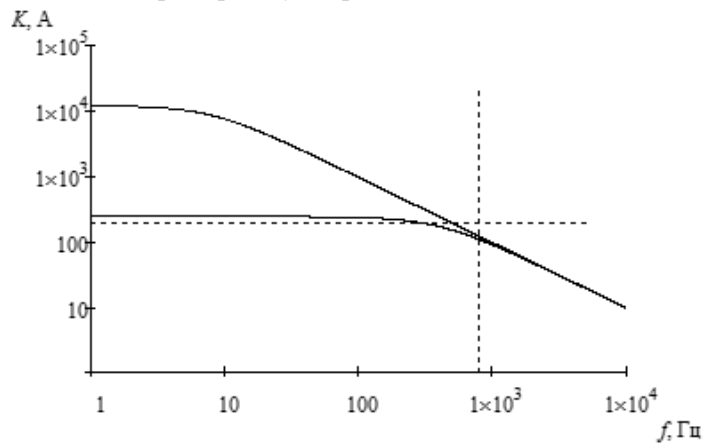
Такая структурная схема позволяет нам применить хорошо разработанные линейные методы синтеза корректирующего звена.

К возмущающим факторам, которые приводят к отклонению коэффициента усиления от заданного значения, относятся: частота входного сигнала, активное и индуктивное сопротивление высокочастотного фильтра, сопротивления нагрузки, а также питающее напряжение и температура окружающей среды. Влияние питающего напряжения устраняется применением стабилизированно-

го источника питания. Влияние температуры окружающей среды можно исключить применением термостабильных элементов. На данном этапе этими возмущающими факторами пренебрегаем.

Особенностью представленного объекта управления является изменение параметров нагрузки в широких пределах, что приводит к изменению АЧХ и ФЧХ объекта управления. На рис. 4 приведены две АЧХ объекта управления, определяющие диапазон возможных значений АЧХ. Верхняя АЧХ построена при минимальном значении сопротивления нагрузки, а нижняя – при максимальном значении сопротивления нагрузки. Численные значения, приведенной АЧХ, совпадают с амплитудными значениями тока нагрузки при $\gamma=1$.

Из рис. 4 видно, что при указанных параметрах преобразователя и высокочастотного фильтра полный ток 200А усилитель обеспечивает при максимальном сопротивлении нагрузки только до частоты 260Гц. С повышением частоты максимальное значение тока будет снижаться и при частоте 800Гц оно примерно будет равно 105 А. Для того чтобы обеспечить максимальную амплитуду тока



во всем диапазоне частот необходимо увеличить напряжение питания при этом габаритная мощность преобразователя увеличится до 4,5 кВт.

Рис. 4. Граничные АЧХ объекта управления при минимальном и максимальном сопротивлении нагрузки

Максимальное значение верхней АЧХ на нулевой частоте равно $K_{C\max}=12000$, минимальное значение нижней АЧХ на частоте 800 Гц составляет $K_{C\min}=105$. Эти цифры показывают, что коэффициент усиления объекта управления будет изменяться в 120 раз, что приведет к нестабильности коэффициента усиления замкнутой системы.

Передачная функция замкнутой системы, представленной на рис. 3, определяется выражением:

$$W_3(p) = \frac{W_C(p)W_K(p)}{1 + AW_C(p)W_K(p)} \quad (4)$$

В установившемся режиме для входного гармонического синусоидального сигнала с частотой $\omega_{\text{вх}}$ данное выражение можно записать в виде:

$$W_3(j\omega_{\text{вх}}) = \frac{W_C(j\omega_{\text{вх}})W_K(j\omega_{\text{вх}})}{1 + AW_C(j\omega_{\text{вх}})W_K(j\omega_{\text{вх}})} \quad (5)$$

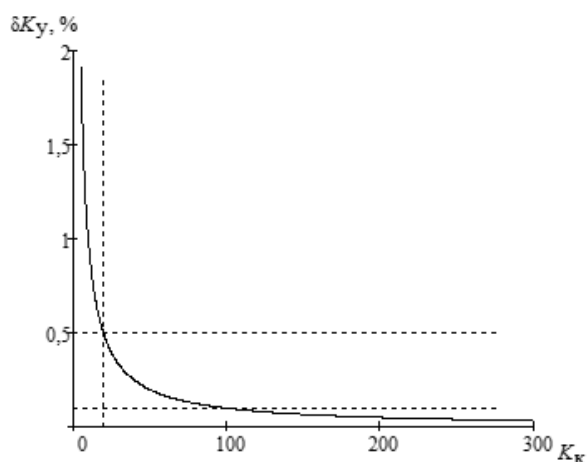
При этом $|W_3(j\omega_{\text{вх}})|$ представляет собой коэффициент усиления усилителя тока, который в рабочем диапазоне частот должен быть постоянным.

Если принять, что коэффициент передачи корректирующего звена $|W_K(j\omega_{\text{вх}})|$ в рабочем диапазоне частот постоянен и равен K_K , то выражение (5) можно записать как

$$W_3(j\omega_{\text{вх}}) = \frac{W_C(j\omega_{\text{вх}})K_K}{1 + AW_C(j\omega_{\text{вх}})K_K} \quad (6)$$

При этом нестабильность коэффициента усиления усилителя δK_Y в процентах будет определяться выражением.

$$\delta K_Y = \frac{\Delta K_Y}{2K_Y} 100\% = \frac{1}{2K_Y} \left(\frac{K_{C\max}K_K}{1 + AK_{C\max}K_K} - \frac{K_{C\min}K_K}{1 + AK_{C\min}K_K} \right) 100\% \quad (7)$$



Зависимость нестабильности коэффициента усиления усилителя тока от величины коэффициента передачи корректирующего звена $\delta K_U = f(K_K)$ при $K_{Cmax} = 12000$, $K_{Cmin} = 105$, $A = 0.05$, представлена на рис. 5. Она показывает, что нестабильность коэффициента усиления усилителя δK_U уменьшается с увеличением K_K и позволяет графически определить K_K по заданной нестабильности δK_U . В частности, при $\delta K_U = 0,5\%$ требуемый коэффициент передачи корректирующего звена $K_K = 20$.

Рис. 5. Нестабильность коэффициента усиления усилителя тока от величины коэффициента передачи корректирующего звена, $\delta K_U = f(K_K)$

По полученным значениям K_K и $W_C(j\omega)$ можно определить требуемую передаточную функцию корректирующего звена $W_K(j\omega)$ для линейной модели, обеспечивающую поведение АЧХ в районе частоты среза, как у системы, настроенной на симметричный оптимум [10]. АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы, при максимальной и минимальной нагрузках, и АЧХ, ФЧХ корректирующего звена, с учетом условий симметричного оптимума в окрестностях частоты среза, приведены на рис. 6. Настройка двух различных передаточных функций ($W_C(f)$ при R_{Hmin} и R_{Hmax}) объекта управления с учетом условий симметричного оптимума в районе частоты среза возможна потому, что на частотах более одного кГц их АЧХ совпадают. Фазочастотные характеристики объекта управления ($\Phi_C(f)$ при R_{Hmin} и R_{Hmax}) совпадают только при частоте более 20 кГц.

Из приведенных АЧХ и ФЧХ видно, что полученный запас по фазе на частоте единичного усиления составляет $48,3^\circ$, а далее фаза асимптотически приближается к минус 180° на частотах более 1 МГц.

Передаточная функция корректирующего звена, обеспечивающая желаемую АЧХ, аналитически может быть представлена следующим выражением:

$$W_K(j\omega) = K_K \frac{T_1 j\omega + 1}{(T_0 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)}, \quad (8)$$

где $T_0 = (2\pi f_0)^{-1} \approx 0,16 \times 10^{-3}$ с, $T_1 = (2\pi f_1)^{-1} \approx 22,75 \times 10^{-6}$ с, $T_2 = (2\pi f_2)^{-1} \approx 3,98 \times 10^{-6}$ с.

Подставляя (3) и (8) в (5) получим передаточную функцию замкнутой системы:

$$W_3(j\omega) = \frac{EK_K T_1 j\omega + 1}{R_H \left(\frac{L\Phi}{R_H} j\omega + 1 \right) (T_0 j\omega + 1) (T_2 j\omega + 1) + AEK_K (T_1 j\omega + 1)}. \quad (9)$$

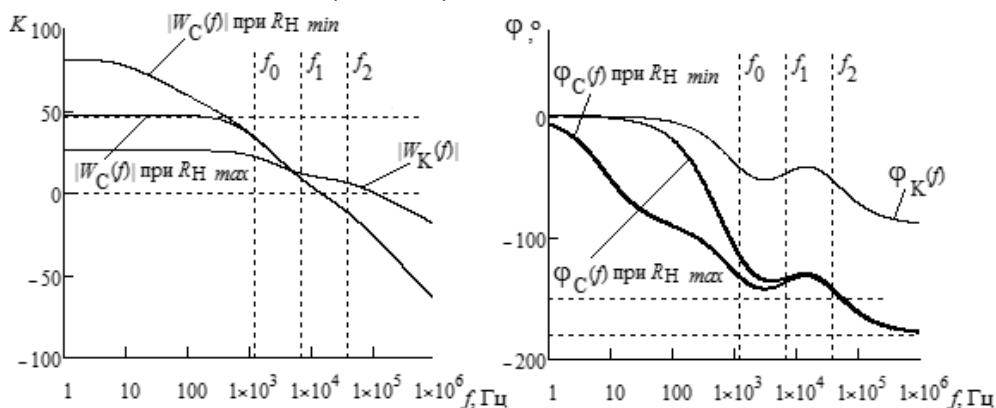


Рис. 6. АЧХ и ФЧХ разомкнутой линеаризованной системы усилителя тока и корректирующего звена

Коэффициент усиления K_Y усилителя при изменении частоты входного сигнала можно найти по выражению:

$$K_Y(f) = |W_3(j2\pi f)| \quad (10)$$

Нестабильность коэффициента усиления δK_Y в интересующем нас диапазоне частот, определяется выражением (11) для максимального сопротивления нагрузки:

$$\delta K(\omega_{вх}, R_{H\max}) = \frac{|W_3(j\omega_{вх}, R_{H\max})| - K_Y}{K_Y} \times 100\% ; \quad (11)$$

и выражением (12) для минимального сопротивления нагрузки:

$$\delta K(\omega_{вх}, R_{H\min}) = \frac{|W_3(j\omega_{вх}, R_{H\min})| - K_Y}{K_Y} \times 100\% ; \quad (12)$$

Нестабильности коэффициента усиления, рассчитанные для предельных значений нагрузки по выражениям (11), (12) приведены на рис. 15 и обозначены 1, 2 соответственно. Приведенные графики показывают, что в заданном диапазоне частот замкнутая система удовлетворяет требуемой точности и не выходит за пределы $\delta K_Y = \pm 0,5\%$.

Графики фазы выходного сигнала, для максимальной и минимальной нагрузок, рассчитанные по выражению (9) представлены на рис. 8 и обозначены соответственно 1 и 2. Для этих фазовых характеристик построена усредненная линейная фазовая характеристика, обозначенная цифрой 3 на рис. 8. Приведенные графики фазы показывают, что максимальные отклонения фазы выходного сигнала от усредненной линейной фазовой характеристики на частоте 800 Гц не превышают $\pm 0,2^\circ$.

Приведенные результаты показывают, что замкнутая система на основе линеаризованной аналоговой модели преобразователя удовлетворяет всем требованиям по точности и является устойчивой. Однако в ходе приводимых расчетов были приняты допущения, исключающие импульсный характер системы и позволившие линеаризовать преобразователь, поэтому необходимо провести экспериментальную проверку полученных результатов на импульсной модели. Для этого необходимо: построить АЧХ и ФЧХ разомкнутой импульсной системы и сравнить ее с линейной; построить переходные процессы импульсной системы и сравнить их с переходными процессами линейной системы.

Импульсная модель усилителя тока выполнена в среде Matlab Simulink. На рис. 9 приведена разработанная математическая модель. Силовая часть преобразователя представлена источником постоянного напряжения DC1, мостовым инвертором напряжения A1. Индуктивностью высокочастотного фильтра L1, сопротивлением нагрузки R_n и датчиком тока CM.

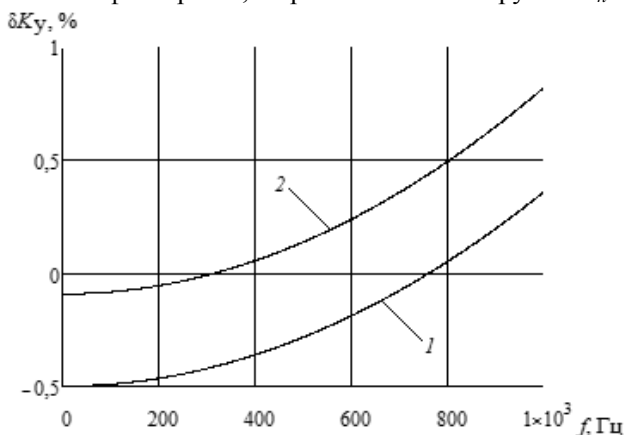


Рис. 7. Нестабильность коэффициента усиления δK_Y усилителя тока в рабочем диапазоне частот

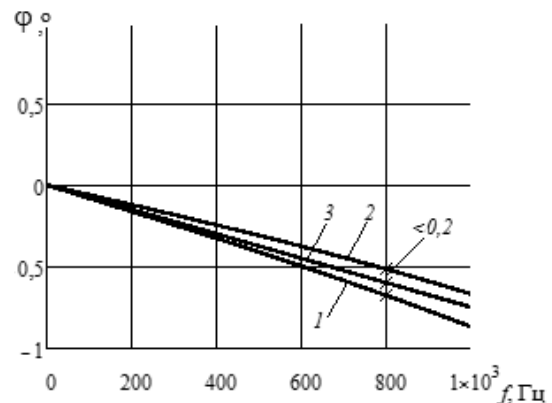


Рис. 8. Фазовые задержки замкнутой системы усилителя тока в рабочем диапазоне частот

Система управления включает в себя сумматор S1, корректирующее звено, реализованное на блоках F1 и F2, цифровой ШИМ-модулятор A2. Информационный вход датчика тока CM через усилитель K1 подключен к инвертирующему входу сумматора S1 и замыкает отрицательную обратную

связь. Задающим генератором для цифрового ШИМ-модулятора А2 является генератор G, который обеспечивает частоту квантования 100 или 200 кГц с дискретностью 1024. Источником входного сигнала являются блоки Step1 или SineWave2, реализующие соответственно ступенчатое возмущающее управляющее воздействие или синусоидальный сигнал с заданной амплитудой и частотой. Измерение входного сигнала и сигнала обратной связи осуществляется блоком Scope.

Цифровой ШИМ-модулятор обеспечивает однополярную реверсивную широтно-импульсную модуляцию первого рода и реализован на дискретной логике. Математическая модель модулятора представлена на рис. 10. Развертывающий цифровой сигнал ШИМ (сигнал пилы) реализован на двух двоичных переполняемых счетчиках Ct1 и Ct2, обеспечивающих дискретность ШИМ равную 1024. При этом счетчик Ct1 реализует прямой счет, а счетчик Ct2 – обратный. Компараторы ШИМ реализованы на сумматорах S2, S3 и блоках сравнения с нулем C1 и C2. Для реализации ШИМ первого рода в схему введено устройство выборки-хранения, реализованное на управляемом переключателе P1, ячейке памяти M1 и блока сравнения с константой C3. Аналого-цифровой преобразователь с насыщением реализован на блоке насыщения N1, усилителе K2, блоке симметрирующей константы C4 и сумматоре S4. Приведенная схема позволяет реализовать алгоритм модуляции, показанный на рис. 2.

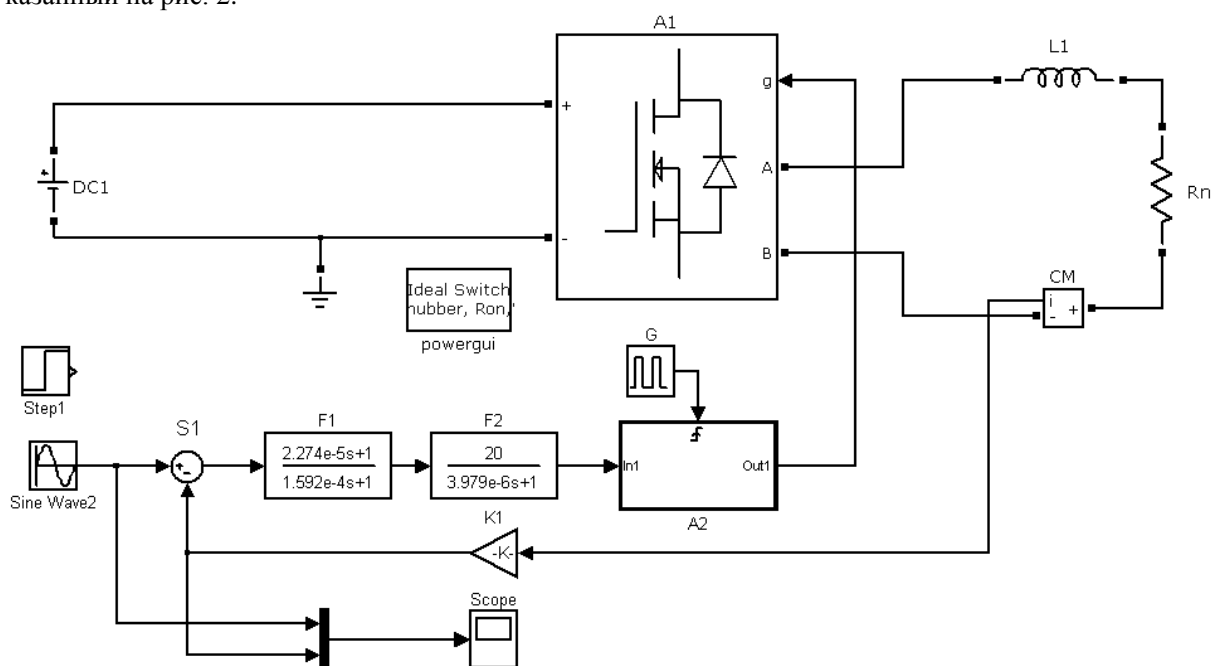


Рис. 9. Математическая модель усилителя, построенная в Matlab Simulink

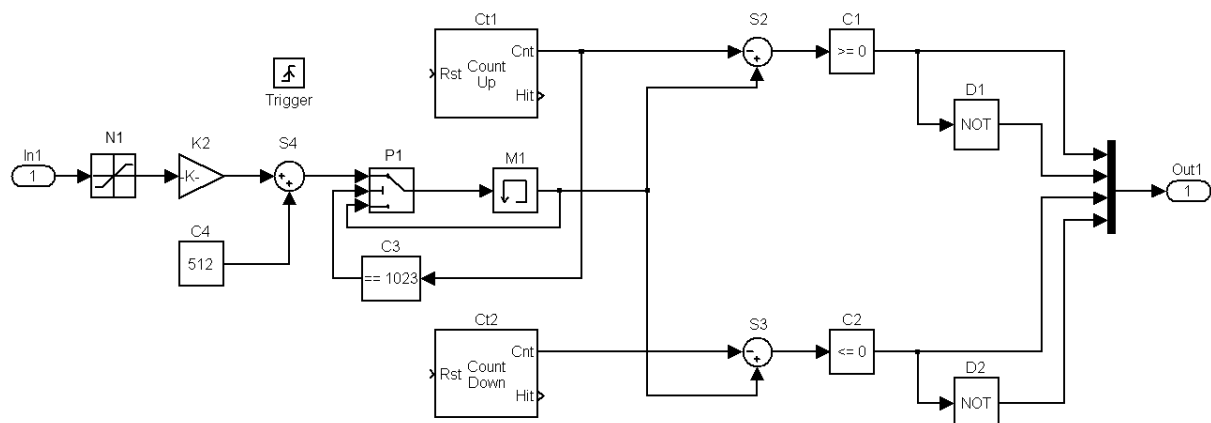


Рис. 10. Математическая модель цифрового модулятора в среде Matlab Simulink

Построение частотной характеристики разомкнутой системы проводилось в следующей последовательности. Устанавливалась частота генератора G, обеспечивающая частоту квантования 100 кГц.

Разрывалась отрицательная обратная связь на входе сумматора S1. Блоком SineWave2 задавался входной сигнал амплитудой 0,01 и начальной частотой $f_{с0}$. Блоком Scope проводилось измерение сигнала на выходе усилителя K1. С помощью инструмента Powergui/FFT Analysis Tool находились коэффициент усиления и фаза первой гармоники измеренного сигнала обратной связи. Полученный результат заносился в таблицу. Затем изменялась частота входного сигнала, и процесс повторялся до частоты 50 кГц. Аналогично строилась АЧХ и ФЧХ импульсной системы для частоты квантования 200 кГц, устанавливаемой генератором G.

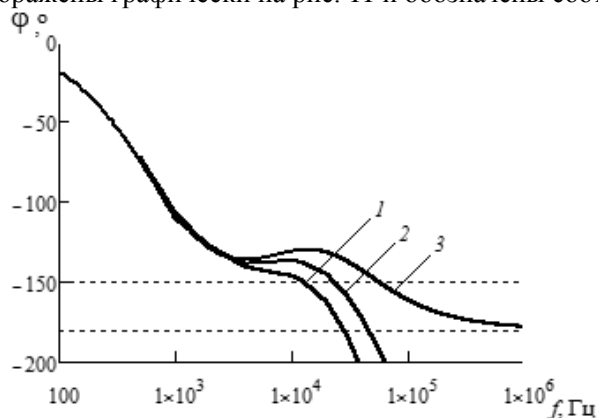
Результаты проведенного эксперимента представлены в табл. 2. Сравнение коэффициентов усиления разомкнутой импульсной системы с частоты квантования 100 кГц – K_{100} , разомкнутой импульсной системы с частоты квантования 200 кГц – K_{200} и коэффициента усиления разомкнутой линеаризованной системы показывает, что они количественно совпадают с точностью $\pm 5\%$ во всем диапазоне частот. Сравнение фазовых задержек сигнала разомкнутой импульсной системы для частоты квантования 100 кГц – $\Delta\varphi_{100}$, импульсной системы для частоты квантования 200 кГц – $\Delta\varphi_{200}$ и фазовой задержки линеаризованной модели – $\Delta\varphi_{Л}$ показывает, что фазовые задержки совпадают с точностью $\pm 3\%$ до частоты 2 кГц, и расходятся при более высоких частотах.

Таблица 2

Результаты проведенного эксперимента

$f, \text{Гц}$	Импульсная модель				Линеаризованная модель	
	$f_{\Pi} = 100 \text{ кГц}$		$f_{\Pi} = 200 \text{ кГц}$		$K_{Л}, \frac{A}{B}$	$\Delta\varphi_{Л}$
	$K_{100}, \frac{A}{B}$	$\Delta\varphi_{100}$	$K_{200}, \frac{A}{B}$	$\Delta\varphi_{200}$		
500	136,28	-73	136,5	-72,2	133,995	-74,7
1000	66,09	-110,4	66,16	-107	63,357	-106,6
2000	20,74	-128,1	21,6	-129,6	21,753	-129,1
4000	6,58	-140,9	6,58	-138,7	6,603	-136,2
10000	1,59	-146,5	1,6	-136,9	1,606	-131,0
12000	1,25	-148,7	1,25	-137,8	1,256	-130,3
20000	0,65	-162,7	0,65	-145,3	0,645	-131,8
30000	0,37	-183,6	0,37	-158,9	0,373	-137,3
40000	0,24	-204,4	0,24	-172,4	0,245	-142,9
50000	0,18	-218,7	0,18	-185,5	0,172	-147,7

ФЧХ импульсной системы с частотой квантования 100, 200 кГц и линеаризованной системы изображены графически на рис. 11 и обозначены соответственно 1, 2 и 3.



Из приведенных ФЧХ можно сделать вывод, что запас по фазе у импульсной системы меньше чем у линейной. В отличие от линейной фазовая задержка импульсной системы пересекает уровень минус 180° при частоте 28 кГц для частоты квантования 100 и 46 кГц для частоты квантования 200 кГц.

Рис. 11. ФЧХ линейной разомкнутой системы – 3, импульсной разомкнутой системы, работающей на частоте 100 кГц – 1 и 200 кГц – 2

С увеличением частоты квантования фазовая характеристика импульсной системы приближается к линейной при неизменности АЧХ, что говорит о том, что в импульсной системе наблюдается чистое запаздывание.

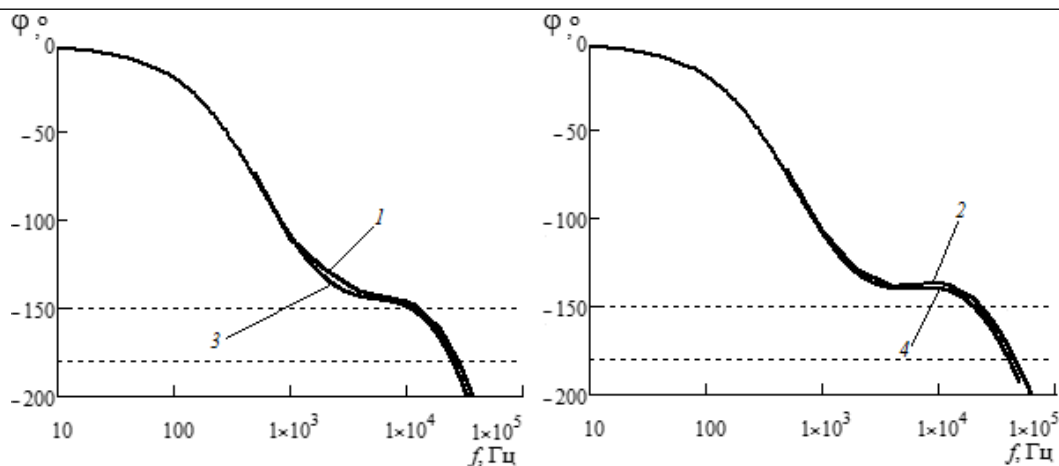


Рис. 12. ФЧХ импульсной разомкнутой системы для частот квантования 100 кГц – 1 и 200 кГц – 2 и разомкнутой линейной системы со звеном чистого запаздывания с постоянной времени $\tau=5$ мкс – 3 и $\tau=2,5$ мкс – 4

Включая, в линейную систему звено чистого запаздывания с передаточной функцией

$$W_{ЗД}(p) = e^{-\tau p}, \tag{13}$$

можно подобрать постоянную времени τ так, что с достаточной точностью она будет совпадать с ФЧХ импульсной системы. Найдено, что при τ равной половине периода частоты квантования наблюдается хорошее совпадение ФЧХ с точностью $-5,1 \pm 1,4\%$, показанное на рис. 12.

Переходные процессы при ступенчатом воздействии задающего сигнала представлены на временных диаграммах рис. 13. Задающий сигнал обозначен цифрой 0, переходный процесс линейризованной системы – цифрой 1, переходный процесс импульсной системы, работающей на частоте 200 кГц, – цифрой 2, переходный процесс импульсной системы, работающей на частоте 100 кГц, – цифрой 3.

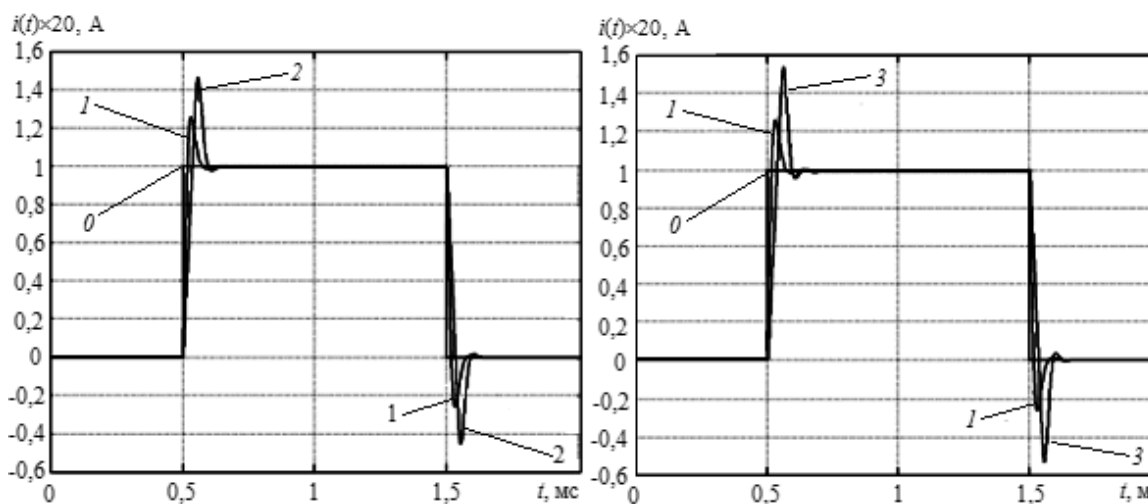


Рис. 13. Переходные характеристики замкнутой системы при ступенчатом изменении задающего сигнала

Приведенные диаграммы переходных процессов показывают, что перерегулирование в импульсной системе больше чем в линейризованной и уменьшается с увеличением частоты квантования.

Работа выполнена в рамках государственного задания «Наука» 7.2826.2011 «Разработка и создание гибридной модели энергоблоков электростанций».

Литература

1. Гусев А.С. Концепция и средства всережимного моделирования в реальном времени электроэнергетических систем // Известия Вузов. Проблемы энергетики. – 2008. – № 9–10/1. – С. 164–170

2. Боровиков Ю.С. Принципы построения средств всережимного моделирования в реальном времени энергосистем / Ю.С. Боровиков, А.С. Гусев, А.О. Сулайманов // Электричество. – 2012. – № 6. – С. 10–13.
3. Дуглас С. Проектирование усилителей мощности звуковой частоты. – 3 изд. – М.: ДМК Пресс, 2009. – 536 с.
4. Кибакин В.М. Основы теории и разработки транзисторных низкочастотных усилителей мощности. – М.: Радио и связь, 1988. – 239 с.
5. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – 3-е изд. перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинг. отд-ние, 1986. – 488 с.
6. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
7. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев., Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко – Томск: Радио и связь, 1990. – 335 с.
8. Филипс Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филипс, Р. Харбор – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. – 616 с.
9. Keng C.Wu. Switch-mode power converters. Design and Analysis.– Academic Press, 2005. – 408 p.
10. Коновалов Б.И. Теория автоматического управления: учебное пособие / Б.И. Коновалов, Ю.М. Лебедев. – 3-е изд., – СПб.: Изд-во Лань, 2010. – 224 с.

Боровиков Юрий Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. электроэнергетических систем,
проректор-директор Энергетического института, Томский политехнический университет (ТПУ)
Тел.: +8-382-2-563-787
Эл. почта: borovikov@tpu.ru

Кобзев Анатолий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. промышленной электроники, президент ТУСУРа
Тел.: +8-382-2-51-05-30
Эл. почта: office@tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7-913-821-22-92
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Сулайманов Алмаз Омурзакович

Канд. техн. наук, доцент каф. электроэнергетических систем, ТПУ
Тел.: +8-382-2-563-731
Эл. почта: sao@tpu.ru

Темчук Александр Игоревич

Магистр ТУСУР
Тел.: +7-913-88-77-824
Эл. почта: alexander.temchuk@gmail.ru

Федотов Владимир Александрович

Зав. лаб. ГПО каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7-952-888-46-13
Эл. почта: fva@vipelec.ru

Borovikov Y.S., Kobzev A.V., Semenov V.D., Sulaymanov A.O., Temchuk A.I., Fedotov V.A.
Signal amplifiers for real-time models

In this article we give the results of research and development of mathematical models of current and voltage amplifiers based on pulse-width modulation for real-time models of electric energy systems.

Keywords: current amplifier, voltage amplifier, real-time model of electric energy systems, hybrid model, linearized model, impulse model in Matlab Simulink, amplitude and phase characteristics of the amplifier, instability of the gain, linearity of phase characteristic.
