

Расчет корректора коэффициента мощности с отпиранием силового транзистора при нулевом значении тока

БЕЛОВ Г.А., СЕРЕБРЯННИКОВ А.В.

Обоснованы математические динамические модели корректора коэффициента мощности с отпиранием силового транзистора при токе дросселя, равном нулю, основанные на усреднении переменных состояния за период переключений и полупериода питающей сети, учитывающие функционирование микросхемы управления. С использованием этих моделей обоснованы методики расчета медленных процессов при малых возмущениях и синтеза регулятора напряжения. Предложено сведение нелинейного дифференциального уравнения для гладкой составляющей выходного напряжения корректора к линейному, что позволило существенно упростить моделирование корректора в системе Matlab–Simulink.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, одноконтурная система управления, усредненные модели, анализ и синтез.

Корректоры коэффициента мощности (ККМ) устанавливаются между питающей сетью переменного тока и различными нелинейными нагрузками и полупроводниковыми преобразователями электроэнергии, питаемыми постоянным напряжением, и служат для улучшения формы кривой тока, потребляемого от сети этими нагрузками и преобразователями. Корректоры, подключаемые к питающей сети через неуправляемый выпрямитель с фильтром радиопомех на входе, должны автоматически сравнивать кривую потребляемого тока с кривой напряжения сети. Одно- и многофазные ККМ строятся на базе повышающего импульсного преобразователя [1–3].

Корректоры с отпиранием силового транзистора при значении тока, равном нулю (с одноконтурной системой управления), привлекают разработчиков электронной аппаратуры тем, что их схемы проще, чем схемы ККМ других групп. Однако их анализ и расчет существенно усложняются не только из-за изменения значения входного напряжения от нуля до амплитуды напряжения питающей сети, как и в ККМ с двухконтурной системой управления, но и переменной частотой переключений силовой части. В фирменной документации ведущих производителей электронных компонентов (Texas Instruments, International Rectifier, Infineon и др.) приводятся предельно упрощенные методики расчета параметров замкнутых контуров управления

The dynamic mathematical models of a power factor corrector with the power transistor opened at zero choke current are substantiated. The presented models take into account the operation of the control microchip and are based on averaging state variables for the cycle of switching operations and for the half cycle of power network voltage. The above-mentioned models are used to substantiate the procedures for calculating slow transients triggered by small disturbances and to synthesize the voltage controller. A technique for transforming the nonlinear differential equation for the smooth component of the corrector's output voltage into a linear differential equation is proposed, which made it possible to essentially simplify simulation of the corrector in the Matlab-Simulink software system.

Key words: power factor corrector, single-loop control system, analysis and synthesis

ККМ без указания принятых при обосновании этих методик допущений и пределов применимости приводимых формул [4, 5]. Эти методики пока еще не получили должного теоретического обоснования. Недостаточно изучены динамические режимы работы и характеристики ККМ с отпиранием силового транзистора при значении тока силового дросселя, равном нулю, которые существенно определяются структурой и функционированием используемых микросхем управления, непрерывно совершенствуемых ведущими производителями электронных компонентов.

В статье на основе метода усреднения обосновываются структурные динамические модели ККМ указанного вида, построенных на базе современных микросхем управления, которые используются для расчета процессов и синтеза систем управления. При этом не учитываются инерционность используемых в силовой части полупроводниковых приборов и активное сопротивление цепи силового дросселя. Частота переключений силового транзистора f принимается на два-три порядка больше удвоенной частоты питающей сети $2f_c$.

Описание функционирования схемы ККМ. Микросхема управления ККМ UC3852 (рис. 1) является типовой и состоит из следующих основных узлов: 1) генератора пилообразного напряжения (ГПН), включающего в себя источник постоянного тока (ИПТ) на транзисторах VT2-VT4 и операционном

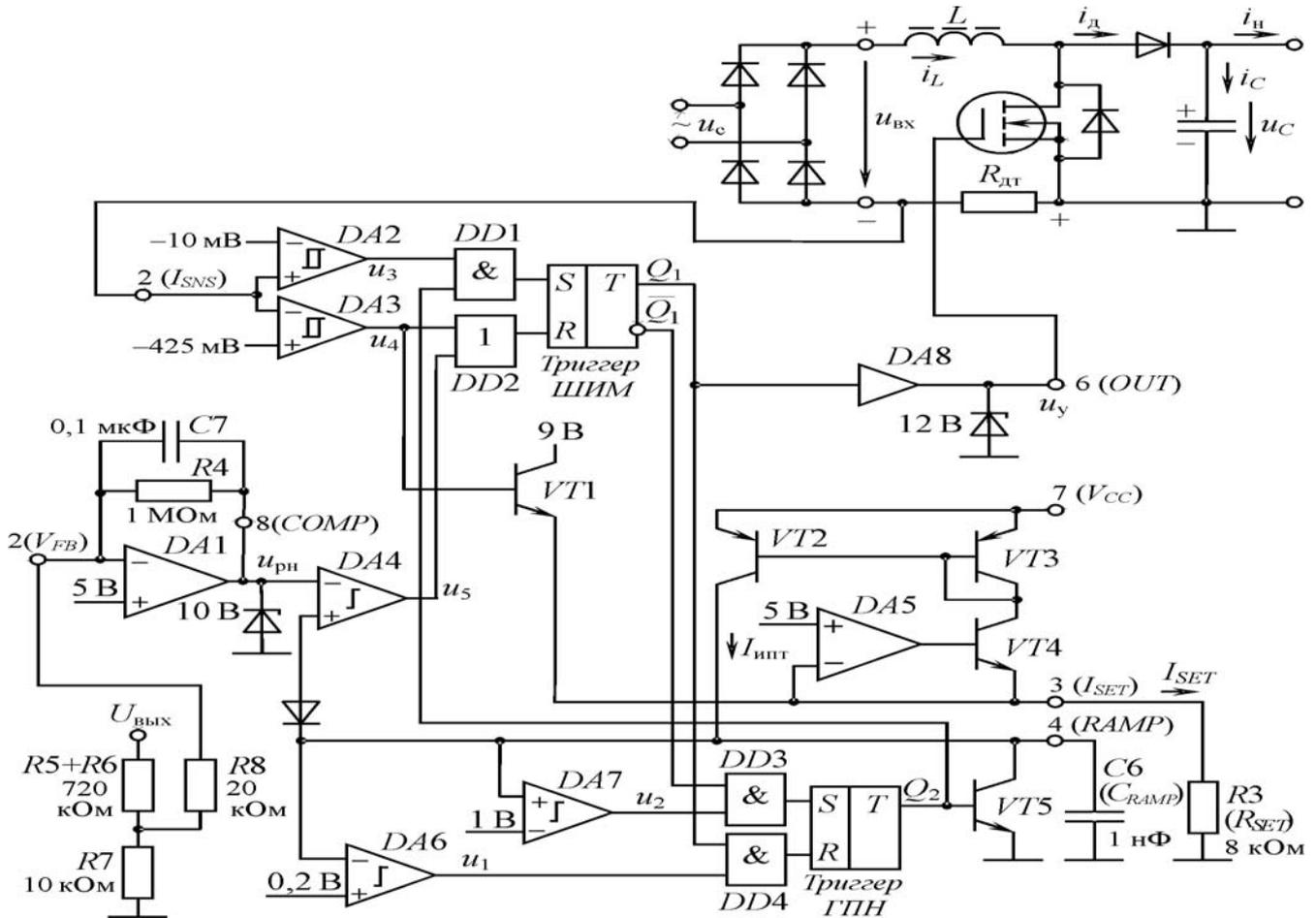


Рис. 1. Схема ККМ на базе микросхемы UC3852 с основными внешними компонентами (внешние выводы микросхемы пронумерованы, в скобках даны их обозначения; приведены типовые значения параметров внешних компонентов микросхемы [4])

усилителе $DA5$, являющийся источником тока заряда внешнего конденсатора C_{RAMP} , транзистор $VT5$, через который происходит разряд конденсатора C_{RAMP} , и триггера цепи управления генератором; 2) широтно-импульсного модулятора (ШИМ), включающего в себя ШИМ-компаратор $DA4$ и триггер ШИМ; 3) усилителя ошибки $DA1$; 4) компараторов $DA6$ для контроля момента начала пилообразного напряжения u_{π} и $DA7$ для контроля превышения этим напряжением значения 1 В; 5) компараторов $DA2$ для контроля нуля тока силового дросселя и $DA3$ для контроля перегрузки по току; 6) логических элементов $DD1, DD2$ для управления триггером ШИМ и $DD3, DD4$ для управления триггером ГПН; 7) выходного усилителя мощности $DA8$ [4, 5].

В момент подачи напряжения питания на микросхему триггеры ШИМ и ГПН устанавливаются в состояние 0, поскольку это состояние имеет приоритет при запуске (Reset Dominant). Конденсатор C_{RAMP} еще не заряжен, поэтому напряжение u_{π} меньше 0,2 В (и тем более меньше 1 В), и на выходах компараторов $DA7$ и $DA6$ логические уровни,

поступающие на входы логических элементов И $DD3$ и $DD4$, $u_2=0$ и $u_1=1$. Поскольку на вторых входах этих логических элементов уровни $\bar{Q}_1=1$ и $Q_1=0$, то на обоих входах триггера ГПН действуют логические уровни 0, следовательно, этот триггер поддерживается в ранее установленном состоянии $Q_2=0$.

Поскольку пока еще ток силового дросселя $i_L=0$, то $u_3=1, u_4=0$. В связи с тем, что выходной конденсатор силовой части еще не заряжен, $u_{\text{вых}}=u_C=0$, напряжение на выходе регулятора напряжения $u_{\text{рн}}=10$ В, что соответствует уровню ограничения стабилитрона, подключенного к выходу усилителя ошибки. Поэтому логический уровень на выходе ШИМ-компаратора $DA4$ $u_5=0$. Как видно, на обоих входах триггера ШИМ действуют уровни 0.

Когда конденсатор C_{RAMP} зарядится до напряжения $u_{\pi}=1$ В, появится уровень $u_2=1$, что вызывает срабатывание триггера ГПН и появление уровня $Q_2=1$. В связи с этим срабатывает триггер ШИМ, начинается формирование выходного импульса u_y микросхемы. Кроме того, при этом триггер ГПН

снова возвращается в нулевое состояние и транзистор $VT5$ не успевает открыться, заряд конденсатора C_{RAMP} продолжается. Начинается нормальный циклический режим работы микросхемы (рис. 2).

Ведущим в процессе переключений является триггер ШИМ, а триггер ГПН переключается в противоположное состояние после триггера ШИМ. Периодическая установка триггера ШИМ в состояние $Q_1=1$ производится уровнем $u_3=1$, поступающим от компаратора $DA2$, при условии наличия уровня $Q_2=1$, при котором транзистор $VT5$, шунтирующий конденсатор C_{RAMP} , открыт. Периодический сброс триггера ШИМ происходит за счет поступления на его R -вход через элемент $DD2$ уровня $u_5=1$ в момент сравнения пилообразного напряжения u_{Π} с напряжением $u_{рн}$.

В процессе нормальной работы микросхемы значение напряжения на выводе 3 (I_{SET}) поддерживается близким к 5 В. Все транзисторы ИПТ $VT2-VT4$ работают в активном режиме. Входной ток ИПТ, равный I_{SET} , замыкается через транзисторы $VT3$ и $VT4$; выходным током ИПТ, который

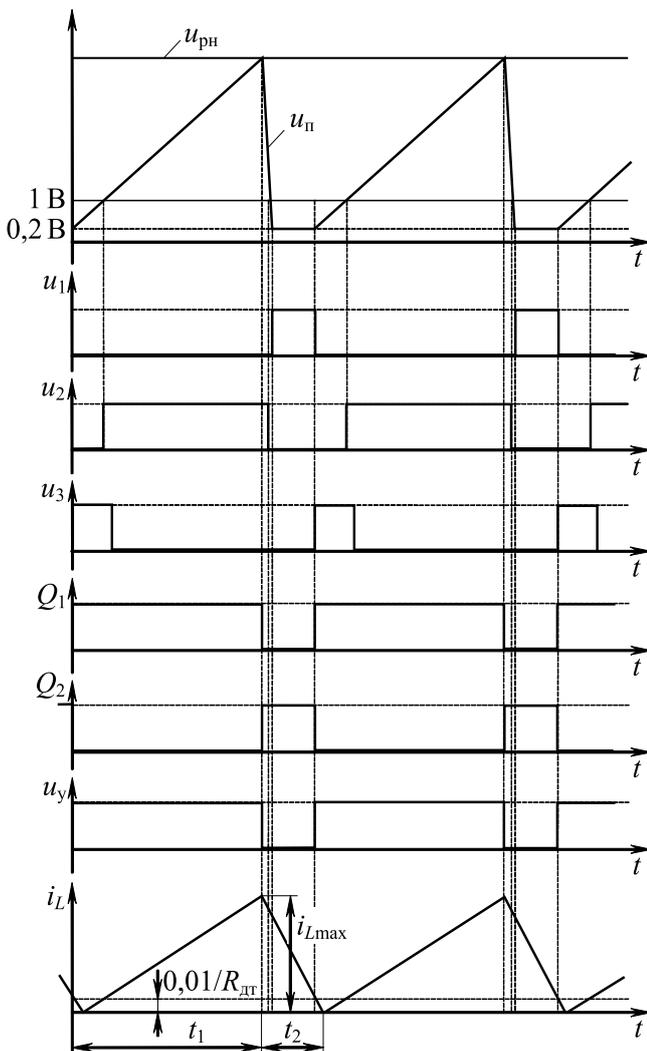


Рис. 2. Временные диаграммы работы схемы ККМ

пропорционален I_{SET} , является коллекторный ток транзистора $VT2$.

Если транзистор $VT5$, шунтирующий конденсатор C_{RAMP} , закрыт, конденсатор C_{RAMP} заряжается выходным током ИПТ. Справедливо выражение

$$u_{\Pi} = u_{\Pi 0} + \frac{I_{\text{ИПТ}} t}{C_{RAMP}}, \quad (1)$$

где $I_{\text{ИПТ}}$ – выходной ток ИПТ.

Когда напряжение на конденсаторе C_{RAMP} переходит через значение $u_{\Pi 0}=0,2$ В, на выходе компаратора $DA6$ появляется логический уровень $u_1=0$. Этот уровень через схему И $DD4$ проходит на R -вход триггера ГПН, подготавливая его к переключению в состояние $Q_2=1$. Компаратор $DA6$ контролирует моменты начала формирования импульса пилообразного напряжения по уровню $u_{\Pi 0}=0,2$ В.

Нормальная работа схемы ККМ протекает периодически с переменным периодом $T=t_1+t_2$, задаваемым ГПН. Здесь t_1 – время включенного состояния силового транзистора, равное (в идеальном случае) длительности выходного импульса u_y микросхемы, t_2 – длительность открытого состояния силового диода. Поскольку частота переключений $f=1/T$ на практике почти на три порядка больше, чем частота питающей сети $f_c=\omega_c/2\pi$, изменение напряжения $u_{\text{ВХ}}$ за время T мало, и при рассмотрении процессов на периоде T предположим, что $u_{\text{ВХ}}=\text{const}$. Тогда максимальное и среднее за время $T=t_1+t_2$ значения тока дросселя (см. рис. 2) изменяются согласно формулам:

$$i_{L \max} = \frac{u_{\text{ВХ}} t_1}{L}; \quad (2)$$

$$i_{L \text{ср}} = \frac{u_{\text{ВХ}} t_1}{2L}, \quad (3)$$

где для большей точности под $u_{\text{ВХ}}$ следует понимать среднее за время T значение входного напряжения ККМ.

Из соотношения (3) видно, что при работе повышающего импульсного преобразователя на границе режима непрерывного тока силового дросселя среднее значение этого тока автоматически изменяется пропорционально входному напряжению, если $t_1=\text{const}$.

Если на интервале t_1 ток i_L достигает значения, при котором срабатывает компаратор $DA3$, то появляется уровень $u_4=1$, который проходит на R -вход триггера ШИМ, на S -входе которого при этом действует уровень 0 вследствие того, что $Q_2=0$. Следовательно, происходит сброс триггера ШИМ и прекращение выходного импульса u_y микросхемы. Кроме того, срабатывает триггер ГПН, отпирается транзистор $VT5$. Микросхема переходит в режим

ограничения мгновенного значения тока дросселя. При этом периодически в моменты достижения максимального значения тока i_L на некоторое время, зависящее от ширины петли гистерезиса компаратора ДАЗ, отпирается транзистор VT1 и на выходе Z формируется импульс напряжения с амплитудой 9 В. Этот импульс является сигналом о возникновении перегрузки по току. В режиме перегрузки по току нормального регулирования времени t_1 не происходит, что вызывает рост искажений формы входного тока ККМ $i_{Lcp}(t)$ вблизи его максимума.

Время спада тока дросселя рассчитывается по формуле

$$t_2 = \frac{Li_{Lmax}}{u_C - u_{вх}} = \frac{2Li_{Lcp}}{u_C - u_{вх}},$$

где под u_C также понимается среднее за время T значение напряжения на выходном конденсаторе.

С учетом (3) получаем:

$$t_2 = \frac{u_{вх}}{u_{Ccp} - u_{вх}} t_1; \tag{4}$$

$$T = \frac{u_{Ccp}}{u_{Ccp} - u_{вх}} t_1. \tag{5}$$

Частота переключений $f=1/T$ изменяется в процессе формирования кривой входного тока ККМ, однако эти изменения достаточно медленные, поэтому будем использовать метод усреднения. Интегрируя уравнение

$$C \frac{du_C}{dt} = i_d - i_H \tag{6}$$

за период T , получаем

$$C \frac{\Delta u_C(T)}{T} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^T i_L dt - \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_H dt, \tag{7}$$

где $\Delta u_C(T)$ – приращение напряжения u_C за время T .

Принимая в (7) основное допущение метода усреднения

$$\frac{\Delta u_C(T)}{T} = \frac{du_{Ccp}}{dt}, \tag{8}$$

учитывая, что

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^T i_L dt = \frac{1}{2T} i_{Lmax} t_2 = i_{Lcp} \frac{t_2}{T}$$

и

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_H dt = i_{H,cp},$$

из равенства (7) получаем усредненное уравнение силовой части ККМ:

$$C \frac{du_{Ccp}}{dt} = i_{Lcp} \frac{t_2}{T} - i_{H,cp}, \tag{9}$$

где $i_{d,cp} = i_{Lcp}(t_2/T)$ – среднее за время T значение тока силового диода.

Уравнение (9) отличается от известного усредненного уравнения повышающего импульсного преобразователя в режиме непрерывного тока [1] только тем, что период T в уравнении (9) изменяется в процессе формирования кривой входного тока, а в уравнении преобразователя с непрерывным током дросселя значение T постоянно.

Среднее значение тока дросселя i_{Lcp} согласно (3) зависит от входного напряжения ККМ $u_{вх}$ и времени t_1 , задаваемого ШИМ. Согласно выражению (4) время t_2 зависит от $u_{вх}$, u_{Ccp} и t_1 , или при ином представлении

$$\frac{t_2}{T} = \frac{u_{вх}}{u_{Ccp}} \tag{10}$$

– от $u_{вх}$ и u_{Ccp} . Тогда уравнение (9) преобразуется к виду:

$$C \frac{du_{Ccp}}{dt} = \frac{u_{вх}^2 t_1}{2Lu_{Ccp}} - i_{H,cp}. \tag{11}$$

Положим

$$u_{вх} = \sqrt{2}U_c |\sin \omega_c t|, \tag{12}$$

где U_c и $\omega_c = 2\pi f_c$ – действующее значение напряжения и угловая частота питающей сети.

С учетом тригонометрической формулы для квадрата синуса выражение (11) представляем в таком виде:

$$C \frac{du_{Ccp}}{dt} = \frac{U_c^2 t_1}{2Lu_{Ccp}} (1 - \cos 2\omega_c t) - i_{H,cp}. \tag{13}$$

Учитывая вытекающее из равенства (3) выражение

$$t_1 = \frac{2Li_{Lcp}}{u_{вх}}$$

и необходимость поддержания постоянным значения t_1 в течение полупериода сети, приходим к выводу, что то же самое значение t_1 должно быть и при достигаемых одновременно амплитудных значениях входного напряжения $U_{вхm} = \sqrt{2}U_c$ и тока I_{Lcpm} :

$$t_1 = \frac{2LI_{Lcpm}}{\sqrt{2}U_c}, \tag{14}$$

где значение I_{Lcpm} при принятых допущениях совпадает с амплитудным значением первой гармоники тока питающей сети $\sqrt{2}I_{c(1)}$. С учетом (14) из (13) получим следующее уравнение:

$$C \frac{du_{Ccp}}{dt} = \frac{P_{вх}}{u_{Ccp}} (1 - \cos 2\omega_c t) - i_{н.ср}, \quad (15)$$

где $P_{вх} = U_c I_{c(1)}$ – активная мощность, потребляемая ККМ от сети.

Согласно уравнению (11) в выходном конденсаторе ККМ в установившемся режиме, кроме тока высокочастотных пульсаций, не учитываемых этим уравнением, протекает переменный ток

$$i_{Ccp}(t) = -\frac{P_{вх}}{u_{Ccp}} \cos 2\omega_c t,$$

изменяющийся с удвоенной частотой питающей сети. Этот ток вызывает низкочастотные пульсации выходного напряжения ККМ с амплитудой

$$U_{C(2)m} = \frac{I_{C(2)m}}{2\omega_c C} = \frac{P_{вх}}{2\omega_c C u_{Ccp}}, \quad (16)$$

где $I_{C(2)m} = P_{вх} / u_{Ccp}$ – амплитудное значение второй гармоники тока конденсатора.

Обозначив через

$$K_{п} = \frac{U_{C(2)m}}{u_{Ccp}}$$

коэффициент пульсаций напряжения на выходном конденсаторе по второй гармонике, из равенства (16) найдем требуемое значение емкости выходного конденсатора:

$$C = \frac{P_{вх}}{2\omega_c K_{п} u_{Ccp}^2}, \quad (17)$$

где $K_{п}$ – заданное значение коэффициента пульсаций.

Соотношения (15)–(17) справедливы и для ККМ с двухконтурной системой управления [1], однако здесь они выведены для случая с переменной частотой переключений.

Значение выходного напряжения $u_{вх} = u_{Ccp}$ выбирается по крайней мере на 30 В больше, чем максимально возможное по условиям работы ККМ амплитудное значение напряжения питающей сети, т.е. $u_{Ccp} \geq \sqrt{2}U_{c\max} + 30$.

Динамические модели ККМ с отпиранием силового транзистора при нулевом значении тока дросселя. Для схемы на рис. 1 с учетом уравнения (6) справедлива представленная на рис. 3,а структурная модель, где передаточная функция регулятора напряжения (РН) $W_{рн}(p)$ согласно рис. 1 определяется выражением

$$W_{рн}(p) = \frac{K_{рн}}{T_{рн} p + 1}, \quad (18)$$

где $K_{рн} = R_4 / (R_d + R_8)$; $T_{рн} = R_4 C_7$;
 $R_d = R_7 \parallel (R_5 + R_6)$.

Задающее напряжение контура регулирования напряжения выражается равенством $U_3 = U_{оп} (1 + K_{рн}) / (K_{рн} K_d)$ через опорное напряжение $U_{оп} = 5$ В и коэффициент передачи делителя $R_d = R_7 / (R_5 + R_6 + R_7)$.

Используя динамическую модель (рис. 3,а), необходимо помнить, что период следования импульсов T изменяется согласно соотношению (5).

Усредненная структурная модель (рис. 3,б) получается из нелинейной структурной модели (рис. 3,а) при учете соотношений (1), (3), (9) и малости пульсаций напряжений $u_{рн}$ и u_C по сравнению с их средними значениями. Тогда с учетом равенства (1) и рис. 2 имеем

$$t_1 = \frac{C_{п}}{I_{ипт}} (u_{рн} - u_{п0}), \quad (19)$$

где $C_{п} = C_{RAMP}$, $u_{п0} = 0,2$ В.

Среднее значение тока силового диода $i_{д.ср} = i_{Lcp} (1 - \gamma)$, где $\gamma = t_1 / T$; $i_{Lcp} = i_{вх} t_1 / (2L)$.

Здесь γ зависит не только от t_1 , но и от переменного периода переключений T .

Практическое использование усредненной за время T модели (рис. 3,б), получаемой на основе уравнений (1), (3), (9), затрудняется не только переменной частотой $f = 1/T$, но и тем, что входное напряжение $u_{вх}$, изменяющееся от 0 до $\sqrt{2}U_c$, входит в выражение для коэффициента усиления разомкнутого контура напряжения.

Для преодоления указанных недостатков учтем, что в реальной схеме ККМ емкость выходного конденсатора, определяемая по формуле (17) из условия сглаживания низкочастотных пульсаций выходного напряжения, оказывается достаточно большой и напряжение u_C изменяется достаточно медленно. Поэтому медленные изменения напряжения u_C без учета высоко- и низкочастотных пульсаций с частотой $2\omega_c$ можно рассчитывать по уравнению, усредненному за полпериода сети. Тогда, интегрируя уравнение (6) за полпериода сети $T_c / 2$, получим

$$2 \frac{\Delta u_C (T_c / 2)}{T_c} = \frac{1}{C} (i_{д.ср}^{T_c/2} - i_{н.ср}^{T_c/2}),$$

где $\Delta u_C (T_c / 2)$ – приращение напряжения u_C за время $T_c / 2$; $i_{д.ср}^{T_c/2}$ и $i_{н.ср}^{T_c/2}$ – средние значения то-

ков диода и нагрузки за полпериода сети, причем, например,

$$i_{д.ср}^{T_c/2} = \frac{2}{T_c} \int_0^{T_c/2} i_{д} dt.$$

Принимая в данном случае основное допущение метода усреднения в виде

$$2 \frac{\Delta u_C(T_c/2)}{T_c} = \frac{du_{Cср}^{T_c/2}}{dt},$$

получаем усредненное уравнение

$$C \frac{du_{Cср}^{T_c/2}}{dt} = i_{д.ср}^{T_c/2} - i_{н.ср}^{T_c/2}. \quad (20)$$

Ток силового дросселя с учетом принятой идеализации формы кривой тока дросселя представляет собой последовательность импульсов треугольной формы с основанием $t_2 = (1-\gamma)T$ и высотой $i_{L\max}$, следующих с частотой $f=1/T$, поэтому справедливо равенство

$$i_{д.ср}^{T_c/2} = \frac{2}{T_c} \sum_{j=1}^N \frac{1}{2} i_{L\max} (1-\gamma_j) T_j,$$

где индексом j обозначены переменные $i_{L\max}$, γ и T для j -го импульса тока; N – число импульсов тока за полпериода сети. Учитывая выражения (2), $1-\gamma = u_{вх} / u_{Cср}$ и $u_{вх} = \sqrt{2} U_c \sin \omega_c t$, получаем

$$i_{д.ср}^{T_c/2} = \frac{2}{T_c} \sum_{j=1}^N \frac{u_{вхj}^2 t_1}{Lu_{Cср}} T_j = \frac{2U_c^2 t_1}{Lu_{Cср} T_c} \sum_{j=1}^N (\sin^2 \omega_c t_j) T_j,$$

где t_j – момент формирования j -го импульса тока диода.

Поскольку число импульсов тока за полпериода сети велико, можно сумму в правой части последнего равенства заменить интегралом

$$\sum_{j=1}^N (\sin^2 \omega_c t_j) T_j \approx \int_0^{T_c/2} \sin^2 \omega_c t dt$$

и получить выражение

$$i_{д.ср}^{T_c/2} = \frac{U_c^2 t_1}{2Lu_{Cср}}. \quad (21)$$

Время t_1 , входящее в правую часть равенства (21), определяется выражением (19), где напряжение $u_{рн}$ усредняется за период переключений T , а $u_{Cср}$ отличается от только учетом малых низкочастотных пульсаций. Поэтому $u_{Cср} \approx u_{Cср}^{T_c/2}$ и справедлива структурная модель, показанная на рис. 3,в, у которой левая часть (от задающего напряжения U_3 до блока с выходным сигналом t_1) такая же, как на

рис. 3,б. Эта модель (рис. 3,в) описывает медленные процессы в ККМ, не учитывающие пульсации выходного напряжения с удвоенной частотой питающей сети, но наиболее важные с точки зрения динамики контура напряжения. Она может быть использована для синтеза регулятора напряжения известными частотными методами и расчета медленных процессов в ККМ.

Расчет и анализ медленных процессов в ККМ. Передаточная функция разомкнутого контура регулирования напряжения для структурной схемы на рис. 3,в определяется выражением

$$W_H(p) = \frac{K_H}{p(T_{рн}p + 1)}, \quad (22)$$

где K_H – коэффициент усиления разомкнутого контура напряжения, определяемый как

$$K_H = \frac{K_d K_{рн} C_{п} U_c^2}{2LCI_{инт} u_{Cср}}. \quad (23)$$

Отметим, что этот коэффициент пропорционален квадрату напряжения питающей сети и обратно пропорционален среднему значению выходного напряжения ККМ. Зависимость K_H от квадрата напряжения U_c является недостатком рассматриваемой схемы, который в ККМ с двухконтурной системой управления на базе микросхемы UC3854 устраняется введением цепи прямого регулирования по входному напряжению [1].

Изображение ошибки регулирования при скачкообразных воздействиях согласно структурной схеме (рис. 3,в) имеет вид

$$E_{н.ср}(p) = \Phi_e(p) U_3(p) + \frac{W_1(p)}{1+W_H(p)} U_{п0}(p) + \frac{Z(p)}{1+W_H(p)} I_H(p), \quad (24)$$

где $\Phi_e(p)$ – передаточная функция замкнутой системы по ошибке [6], определяемая как

$$\Phi_e(p) = 1 / [1+W_H(p)];$$

$$W_1(p) = K_1 / p; \quad K_1 = \frac{C_{п} U_c^2}{2LCI_{инт} u_{Cср}};$$

$$U_3(p) = U_3 / p; \quad U_{п0}(p) = u_{п0} / p; \quad I_H(p) = i_{н.ср} / p.$$

Установившаяся ошибка регулирования выходного напряжения может быть найдена непосредственно по изображению (24):

$$e_{н.ср.уст} = \lim_{p \rightarrow 0} E_{н.ср}(p) p = \frac{K_1}{K_H} u_{п0} + \frac{1}{CK_H} i_{н.ср}. \quad (25)$$

При приведенных на рис. 1 значениях параметров $K_d=0,0137$; $K_{рн}=33,49$ и $L=0,5$ мГн; $C_{п}=1$ нФ;

$U_c=85$ В; $u_{Ccp}=359,25$ В; $I_{инт}=5/8 \cdot 10^3 = 0,625$ А; $u_{п0}=0,2$ В; $i_{н.ср}=0,2429$ А найдем $K_H=67,11$ с⁻¹, а по формуле (25) $e_{н.ср.уст}=16,89$ В.

Как видно, установившаяся ошибка, в основном, обусловлена влиянием возмущающего воздействия, в качестве которого выступает ток нагрузки ККМ. Эта ошибка имеет место, несмотря на то, что система, как видно из (22), обладает астатизмом первого порядка по отношению к ошибке по задающему воздействию [6].

Схему на рис. 3,в можно использовать и для расчета переходных процессов, сопровождающихся изменением напряжения u_{Ccp} в небольших пределах. Тогда коэффициент передачи $U_c^2 / (2Lcu_{Ccp})$ изменяется мало и схему (рис. 3,в) можно считать линейной.

Принимая за переменные состояния напряжения $u_{рн.ср}$ и $u_{Ccp}^{T_c/2}$, из структурной модели (рис. 3,в) получаем решение уравнений состояния этой модели в виде:

$$u_{рн.ср}(t) = e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) [u_{рн.ср}(0) - u_{рн.ср.уст}] - \frac{K_d K_{рн}}{\omega_0 T_{рн}} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t [u_{Ccp}(0) - u_{Ccp.уст}] + u_{рн.ср.уст}; \tag{26}$$

$$u_{Ccp}^{T_c/2}(t) = \frac{K_1}{\omega_0} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t [u_{рн.ср}(0) - u_{рн.ср.уст}] +$$

$$+ e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) [u_{Ccp}(0) - u_{Ccp.уст}] + u_{Ccp.уст},$$

где

$$u_{рн.ср.уст} = u_{п0} + \frac{1}{K_1 C} i_{н.ср};$$

$$u_{Ccp.уст} = U_3 - \frac{1}{K_d K_{рн}} u_{п0} - \frac{1}{K_H C} i_{н.ср}; \tag{27}$$

$$\alpha = \frac{1}{2T_{рн}}; \omega_0 = \sqrt{\frac{K_H}{T_{рн}} - \alpha^2}.$$

Второе из равенств (27) определяет выражение для установившейся ошибки $e_{н.уст} = U_3 - u_{Ccp.уст}$, совпадающее с (25). Из первого равенства (27) при $K_1=146,26$ с⁻¹ найдем $u_{рн.ср.уст}=7,75$ В.

Как видно из рис. 4, штриховые кривые, построенные по формулам (26), удовлетворительно описывают усредненный переходный процесс без учета низкочастотных (с частотой 100 Гц) пульсаций и ограничения напряжения на выходе РН. На участке процесса, показанном на рис. 4, изменение выходного напряжения ККМ составляет 12 В, т.е. примерно 3,3%, и коэффициент усиления K_H согласно (23) изменяется незначительно, схема на рис. 3,в остается линейной.

Синтез регулятора напряжения. В установившемся режиме работы ККМ выходное напряжение РН $u_{рн}$ содержит пульсации удвоенной частоты питающей сети, которые поступают на РН с выходного

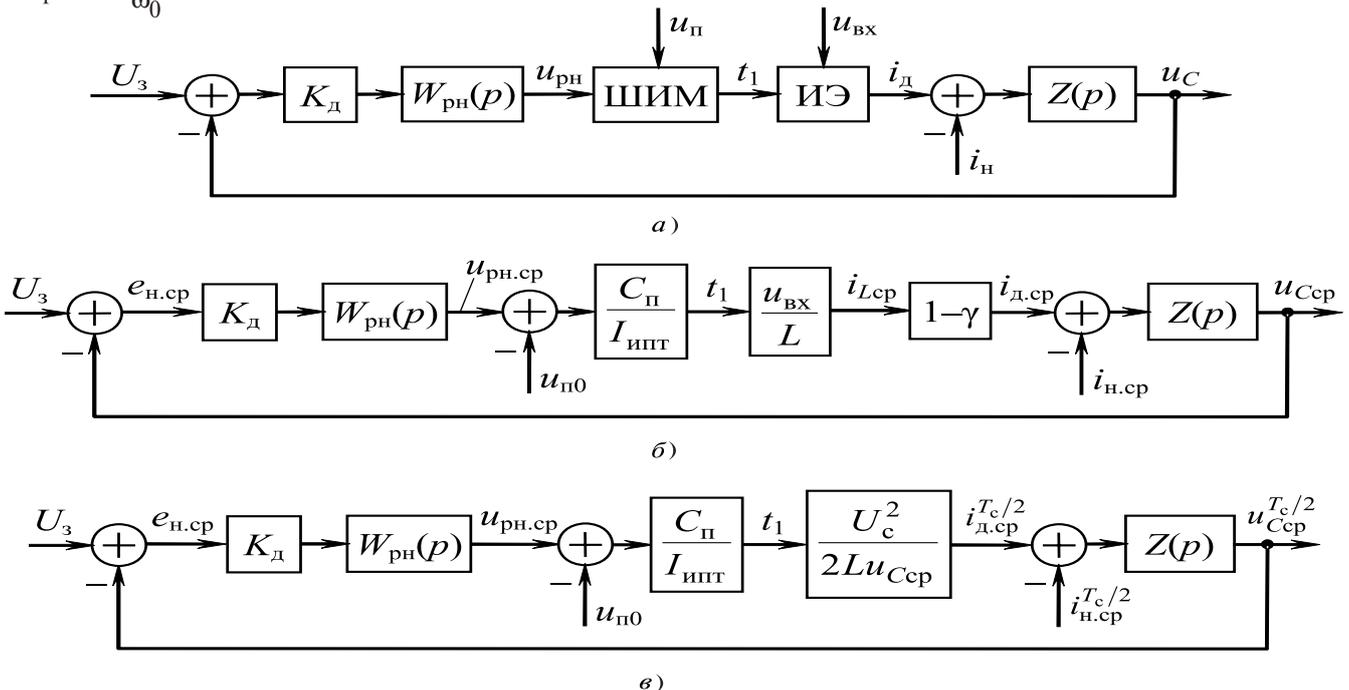


Рис. 3. Структурные динамические модели ККМ: нелинейная дискретная (а), усредненные за период переключений (б) и за полпериода питающей сети (в)

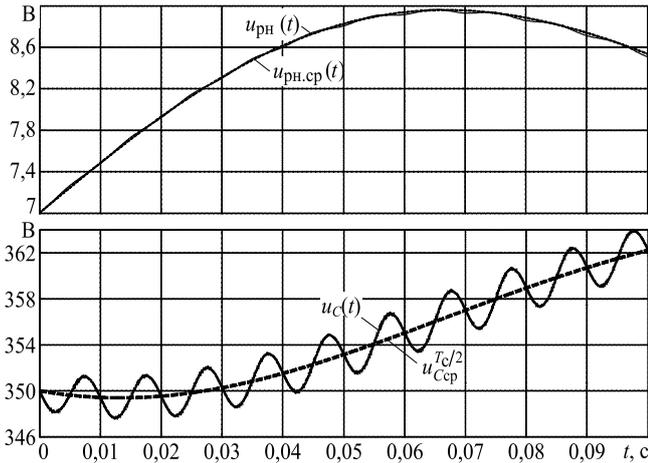


Рис. 4. Сопоставление результатов, полученных по усредненной динамической модели (рис. 3, в), с участком процесса, рассчитанного по точным уравнениям методом припасовывания [7]

конденсатора ККМ. Эти пульсации согласно равенству (3) вызывают соответствующие изменения времени t_1 открытого состояния силового транзистора и появление дополнительной второй гармоники во входном токе ККМ. Подставляя выражение (19) в равенство (3) и полагая $u_{рн} = u_{рн0} + \Delta u_{рн}$, получаем выражение

$$i_{Lcp} = I_{Lcpm} |\sin \omega_c t| + I_{Lcpm} \frac{\Delta u_{рн}}{u_{рн0} - u_{п0}} |\sin \omega_c t|, \quad (28)$$

где $u_{рн0}$ и $\Delta u_{рн}$ – постоянная составляющая напряжения $u_{рн}$ и малое отклонение от постоянной составляющей; I_{Lcpm} – амплитуда гладкой составляющей тока дросселя, определяемая как

$$I_{Lcpm} = \frac{U_c C_{\pi} (u_{рн0} - u_{п0})}{\sqrt{2} I_{ипт}} = \frac{\sqrt{2} P_{вх}}{U_c}. \quad (29)$$

Первое слагаемое в правой части выражения (28) представляет собой неискаженную гладкую составляющую входного тока ККМ, а второе слагаемое – ток искажений. Положив $\Delta u_{рн} = U_{рн(2)m} \sin(2\omega_c t + \varphi_{рн})$, из (28) получим

$$i_{Lcp} = I_{Lcpm} |\sin \omega_c t| + I_{Lcpm} K_{\pi}^{u_{рн}} \sin(2\omega_c t + \varphi_{рн}) |\sin \omega_c t|,$$

где $K_{\pi}^{u_{рн}} = U_{рн(2)m} / (u_{рн0} - u_{п0})$ – коэффициент пульсаций по второй гармонике напряжения $u_{рн}$.

Аналогично [2] можно показать, что

$$i_{Lcp} = I_{Lcpm} |\sin \omega_c t| + \frac{2}{\pi} I_{Lcpm} K_{\pi}^{u_{рн}} \sin(2\omega_c t + \varphi_{рн}) + \dots, \quad (30)$$

где многоточие заменяет высшие гармоники, которые малы, и можно определить допустимое значение коэффициента пульсаций

$$K_{п.доп}^{u_{рн}} = \frac{\pi}{2 \cdot 0,509} \left(\frac{I_{c(3)m}}{I_{Lcpm}} \right)_{доп}, \quad (31)$$

где $(I_{c(3)m} / I_{Lcpm})_{доп}$ – допустимое относительное значение амплитуды третьей гармоники тока питающей сети.

Известно, что выбор параметров контура напряжения из условия подавления дополнительной второй гармоники напряжения на выходе РН снижает быстродействие контура напряжения, с чем, однако, приходится мириться [5].

Положим, как и в ККМ с двухконтурной системой управления [1], что удвоенная частота сети $2\omega_c$ соответствует участку асимптотической ЛАЧХ РН с наклоном 20 дБ/дек ($\omega > 1 / T_{рн}$), описываемому согласно (18) равенством

$$|W_{рн}(j\omega)| = \frac{K_{рн}}{T_{рн} \omega} = \frac{R_4}{R_4 C_7 (R_d + R_8) \omega}.$$

Тогда при $\omega > 1 / T_{рн}$

$$K_d |W_{рн}(j\omega)| = \frac{K_d}{(R_d + R_8) C_7 \omega}.$$

Из этого равенства при $\omega = 2\omega_c$ находим выражение для расчета емкости конденсатора РН:

$$C_7 = \frac{1}{(R_d + R_8) |W_{рн}(j2\omega_c)| 2\omega_c}, \quad (32)$$

где допустимое значение $|W_{рн}(j2\omega_c)|$ выражается через допустимое значение коэффициента пульсаций $K_{п.доп}^{u_{рн}}$. Подставляя в равенство

$$K_{п.доп}^{u_{рн}} = \frac{U_{рн(2)m}}{u_{рн0} - u_{п0}} - \frac{K_d |W_{рн}(j2\omega_c)| U_{c(2)m}}{u_{рн0} - u_{п0}}$$

выражение (16) для $U_{c(2)m}$ и выражение для $u_{рн0} - u_{п0}$, полученное из равенства (29), придем к соотношению

$$|W_{рн}(j2\omega_c)|_{доп} = \frac{K_{п.доп}^{u_{рн}}}{K_d} \frac{2\omega_c}{K_{1max}}. \quad (33)$$

Обратим внимание на то, что согласно (33) допустимый коэффициент передачи РН на удвоенной частоте питающей сети изменяется обратно пропорционально квадрату действующего значения напряжения сети. Это объясняется ростом амплитуды пульсаций выходного напряжения ККМ с увеличением U_c , что видно из (16).

Требуемый коэффициент усиления разомкнутого контура регулирования напряжения можно вы-

разить через заданное значение установившейся ошибки с помощью равенства (25):

$$K_{н\ min} = \frac{i_{н.ср}}{C e_{н.ср.уст}} + \frac{K_1 u_{п0}}{e_{н.ср.уст}} \approx \frac{i_{н.ср}}{C e_{н.ср.уст}}. \quad (34)$$

Задавшись, например, значением $e_{н.ср.уст} = 15\text{ В}$, при найденных значениях параметров получаем $K_{н\ min} = 73,6\text{ с}^{-1}$.

Из равенства (23) находим коэффициент усиления регулятора напряжения:

$$K_{рн} = K_{н\ min} \frac{2LCI_{ипт} u_{ср}}{K_d C_{п} U_c^2},$$

а затем сопротивление резистора R_4 (рис. 1) цепи обратной связи РН:

$$R_4 = K_{рн} (R_d + R_8).$$

При увеличении напряжения сети U_c коэффициент усиления $K_{рн}$, как видно из (23), возрастает, а ошибка регулирования (25) уменьшается. При этом при фиксированных параметрах C_7 , R_4 частота среза $\omega_{ср}$ увеличивается, запас по фазе уменьшается.

Моделирование ККМ с отпиранием силового транзистора при токе, равном нулю, в среде Matlab+Simulink. Перепишем уравнение (15) в виде

$$C \frac{du_{ср}}{dt} = \frac{u_{вх}^2 t_1}{2Lu_{ср}} = \frac{u_{ср}}{R_{н.экв}}, \quad (35)$$

где $R_{н.экв} = u_{ср} / i_{н.ср}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки ККМ [8].

Уравнение (35) нелинейно, что существенно затрудняет моделирование ККМ в среде Matlab–Simulink. Однако введением новой переменной $x = u_{ср}^2 / U_6^2$ уравнение (35) можно свести к линейному:

$$\frac{T_H dx}{2 dt} + x = \frac{u_{вх}^2 t_1 R_{н.экв}}{2LU_6^2}, \quad (36)$$

где U_6 – базовое напряжение, которое принято равным номинальному выходному напряжению ККМ; $T_H = R_{н.экв} C$ – постоянная времени выходной цепи ККМ.

Уравнениям (36) и (3) соответствует усредненная структурная модель ККМ, в которой уравнение (36) представляется линейным динамическим звеном с передаточным операторным сопротивлением

$$Z_H(p) = \frac{R_{н.экв} / 2}{(T_H / 2)p + 1}. \quad (37)$$

Для перехода от x к реальной переменной $u_{ср}$ введены блок извлечения квадратного корня НЭ5 и пропорциональное звено U_6 . Эта модель не требует решения нелинейного дифференциального уравнения (35) и легко реализуется. Влияние нагрузки на медленные процессы учитывается эквивалентным сопротивлением $R_{н.экв} = u_{ср} / i_{н.ср}$, при этом ток нагрузки i_H может представлять собой последовательность импульсов, следующих с частотой, во много раз превышающей частоту питающей сети.

На основе полученной усредненной динамической модели ККМ, включающей уравнения (35)–(37), составлена модель ККМ в системе Matlab–Simulink (рис. 5), в которой учтены основные особенности системы управления, основанной на использовании микросхемы UC3852 [8]. Напряжение на выходе усилителя ошибки $u_{y.o}$, на котором выполнен регулятор напряжения, ограничено верхним уровнем $U_{огр}$ (эта особенность учитывается в блоке НЭ1), а напряжение, до которого разряжается конденсатор C_{RAMP} , примерно равно 0,2 В. Тогда согласно (19) максимальное значение времени t_1 , определяемого ШИМ, будет равно

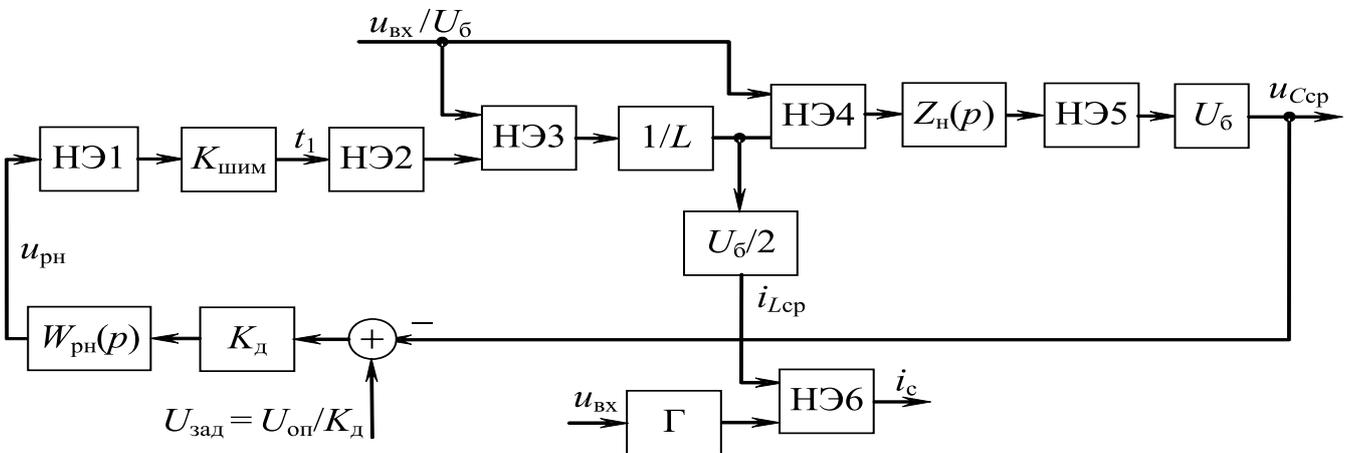


Рис. 5. Усредненная структурная модель ККМ с отпиранием силового транзистора при токе, равном нулю: нелинейные элементы НЭ1 и НЭ2 – ограничители амплитуды; НЭ3, НЭ4 и НЭ6 – умножители; НЭ5 – блок для извлечения квадратного корня; Γ – генератор сигнала прямоугольной формы (меандра) единичной амплитуды, синхронизированного с входным напряжением; $K_{шим} = C_{п} / I_{ипт}$

$$t_{1\max} = \frac{(U_{\text{огр}} - 0,2)C_{\Pi}}{I_{\text{ипт}}}$$

В модели принято $C_{\Pi} = 1 \text{ нФ}$, $R_{SET} = 18,2 \text{ кОм}$; $U_{\text{огр}} = 9 \text{ В}$.

Вторым фактором, влияющим на значение t_1 , является цепь ограничения максимального значения тока дросселя. Полагая, что токоизмерительный резистор $R_{\text{дт}}$ включается между отрицательным выводом сетевого диодного выпрямительного моста и землей (см. рис. 1), а пороговое напряжение срабатывания компаратора микросхемы, контролирующего мгновенное значение напряжения $R_{\text{дт}}i_L$, составляет $U_{\text{сраб}} = 0,4 \text{ В}$, найдем пороговое значение времени t_1 , при котором срабатывает защита от превышения тока:

$$t_{1\text{сраб}} = \frac{LI_{L\max}}{\sqrt{2}U_c}$$

где $I_{L\max} = U_{\text{сраб}} / R_{\text{дт}}$ – заданный уровень ограничения тока.

Защита от превышения тока обеспечивается ограничителем сверху НЭ2, который обеспечивает дополнительное ограничение переменной t_1 , поступающей от ШИМ, на уровне $t_{1\text{сраб}}$. При $t_{1\max} < t_{1\text{сраб}}$ ограничения тока не происходит, а при $t_{1\text{сраб}} < t_{1\max}$ ток дросселя ограничивается значением $I_{L\max}$. При выбранных параметрах модели $R_{\text{дт}} = 0,1 \text{ Ом}$ и $I_{L\max} = 0,4/0,1 = 4 \text{ А}$. Поскольку величина U_c выполняет функцию параметра модели, то ввод нового значения U_c приводит к автоматическому изменению значения $t_{1\text{сраб}}$.

Хотя в данной усредненной модели мгновенное значение тока не определяется, но определяется значение t_1 и согласно равенству (2) косвенно контролируется мгновенное значение тока $i_{L\max}$.

Осциллограммы при пуске ККМ (рис. 6), полученные на данной модели (рис. 5), показывают, что благодаря предусмотренным в микросхеме ограничениям тока дросселя, длительности открытого состояния транзистора и напряжения на выходе РН перерегулирование в кривых оказывается небольшим даже при таком большом возмущении, каким является пуск. Время пуска составило около 1 с.

С помощью БПФ был рассчитан гармонический состав гладкой составляющей тока питающей сети. Вычисления гармоник тока сети по кривой, полученной на модели, правильно отражают рост амплитуд гармоник с расширением полосы пропускания контура регулирования напряжения.

Выводы. 1. Необходимое регулирование среднего значения входного тока ККМ с отпираем силовым транзистором при токе силового дросселя, равном нулю, осуществляется автоматически без

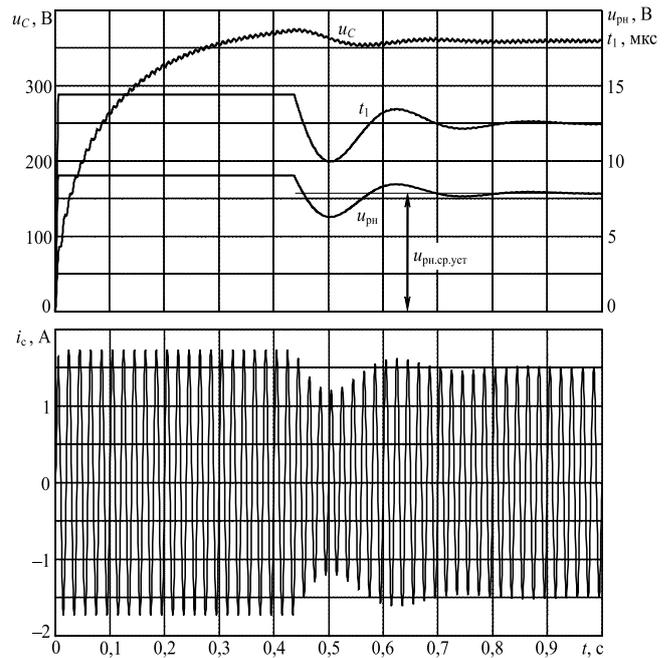


Рис. 6. Кривые переходного процесса при пуске ККМ при $U_c = 85 \text{ В}$, $i_{\text{н}} = 0,2457 \text{ А}$, $U_3 = 376 \text{ В}$, полученные на Simulink-модели; i_c – ток питающей сети

тока контура регулирования, но при этом требуется поддержание постоянства длительности включенного состояния силового транзистора в течение периода питающей сети, а следовательно, поддержание постоянства значения выходного напряжения регулятора напряжения РН в течение этого времени. Поскольку на практике это требование выполняется лишь приближенно, всегда имеется малая переменная составляющая выходного напряжения РН, изменяющаяся с удвоенной частотой питающей сети и вызывающая искажения формы кривой входного тока ККМ.

2. Коэффициент усиления разомкнутого контура напряжения структурной модели, полученной усреднением переменных за период переключений, изменяется с удвоенной частотой питающей сети, что сильно усложняет использование этой модели для анализа и синтеза системы регулирования.

3. Дополнительное усреднение тока силового диода ККМ за полпериода питающей сети позволяет получить структурную динамическую модель с постоянными параметрами, что существенно облегчает анализ и синтез частотным методом.

4. Предложенное введение новой переменной в нелинейном дифференциальном уравнении для среднего значения выходного напряжения за период переключений позволяет свести его к линейному, что упрощает расчет переходных процессов и моделирование ККМ без учета высокочастотных пульсаций по сравнению с методами, основанными на использовании существующих стандартных программ, ускоряет работу моделей. Построенная та-

ким образом структурная Simulink-модель позволяет рассчитать процессы в ККМ с учетом основных нелинейностей, сравнить полученные данные с результатами точных расчетов и сравнительно просто определить гармонический состав тока питающей сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Иванов А.Г., Белов Г.А., Сергеев А.Г.** Системы управления полупроводниковыми преобразователями. – Чебоксары: Изд-во ЧувГУ, 2010.
2. **Белов Г.А., Серебрянников А.В.** Искажения входного тока корректора коэффициента мощности с двухконтурной системой управления. – Электричество, 2010, № 8.
3. **Белов Г.А., Павлова А.А., Серебрянников А.В.** Сравнение однофазного и двухфазного корректоров коэффициента мощности с отпиранием силовых транзисторов при нуле токов дросселей. – Силовая электроника, 2009, № 3.
4. **UC1852/UC2852/UC3852.** High Power-Factor Preregulator. Texas Instruments. Data Sheet № 10/94: <http://www.ti.com/>
5. **Andreycak B.** Power factor correction using the UC3852 controlled on-time zero current switching technique. – Product and Applications (Handbook 1995/96/Integrated Circuits Unitrode U-132).
6. **Попов Е.П.** Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. – М.: Наука, 1978.
7. **Белов Г.А., Серебрянников А.В.** Анализ процессов в корректоре коэффициента мощности с отпиранием силового транзистора при нулевом значении тока дросселя. – Нелинейный мир, 2011, т. 9, № 9.
8. **Белов Г.А., Малинин Г.В., Серебрянников А.В.** Моделирование корректоров коэффициента мощности на основе метода усреднения. – Нелинейный мир, 2009, № 9, т. 7.

[22.09.11]

Авторы: Белов Геннадий Александрович окончил факультет электронной техники Московского энергетического института (МЭИ) в 1961 г. Докторскую диссертацию «Развитие теории и разработка импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения» защитил в МЭИ в 1991 г. Заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова (ЧувГУ).

Серебрянников Александр Владимирович окончил факультет радиотехники и электроники ЧувГУ в 2005 г. Кандидатскую диссертацию «Анализ и расчет корректоров коэффициента мощности на базе современных микросхем управления» защитил в ЧувГУ в 2010 г. Научный сотрудник научно-исследовательской части ЧувГУ.