

# ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ФАЗОВЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Г. В. Павлов, проф., д-р техн. наук;  
А. В. Обрубов, доц., канд. техн. наук;  
Е. В. Никитина, канд. техн. наук

*Национальный университет кораблестроения, г. Николаев*

**Аннотация.** Разработана динамическая модель, определяющая и позволяющая исследовать резонансный преобразователь постоянного напряжения с фазовым регулированием как объект автоматического регулирования.

**Ключевые слова:** резонансный преобразователь, фазовое регулирование, динамическая модель, частотные характеристики.

**Анотация.** Розроблено динамічну модель, що визначає і дозволяє досліджувати резонансний перетворювач постійної напруги з фазовим регулюванням як об'єкт автоматичного регулювання.

**Ключові слова:** резонансний перетворювач, фазове регулювання, динамічна модель, частотні характеристики.

**Abstract.** The dynamic model of resonant converter with phase regulation is developed. It allows to identify and to investigate it as an object of automatic control.

**Keywords:** resonant converter, phase regulation, dynamic model, frequency characteristics.

## ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Динамические характеристики импульсных преобразователей электроэнергии существенно влияют на качество работы систем электропитания и быстродействие исполнительных устройств систем автоматики [1]. Поэтому в ходе проектирования импульсных преобразователей решаются задачи идентификации их силовых схем как объектов управления либо как динамических звеньев в составе систем автоматики.

Исследованию динамики резонансных преобразователей электроэнергии (РП) с применением различных методов посвящены многочисленные работы [2–4]. Однако

математические описания и модели, представленные в публикациях, ориентированы на конкретные силовые схемы и алгоритмы управления силовыми вентилями. Это затрудняет использование разработанных математических моделей для исследования и проектирования различных схем даже одноступенчатых преобразователей.

## ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью данной работы является построение динамической модели (ДМ), описывающей процессы в резонансном преобразователе постоянного напряжения с фазовым регулированием.

## ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА

Резонансный преобразователь с фазовым регулированием представляет собой нелинейную импульсную систему с частотной модуляцией, которая, как любая нелинейная система (непрерывная или импульсная), может быть заменена линейной внутри достаточно малой окрестности относительно ее рабочей точки. Линеаризация при малых отклонениях от установившегося режима позволяет упростить анализ и получить достаточно точные результаты.

Постоянная времени нагрузки с выходным фильтром на два порядка и более превышает период тока в резонансном контуре и, соответственно, период коммутации вентилей РП. Это позволяет с достаточной для практики точностью представить импульсную систему РП как непрерывную, процессы в которой подобны происходящим в реальном РП.

В работах [5, 6] вентильные системы представляются импульсными системами с фиксированной частотой квантования, где их передаточные функции описываются с помощью дискретного преобразования Лапласа или  $z$ -преобразования. Таким образом можно анализировать процессы в схемах, не имеющих плавающих моментов коммутации, определение которых возможно только из решения систем дифференциальных уравнений, описывающих вентильную схему. В работе [7] рассматривается случай, когда моменты коммутации вентилей можно определить из дополнительной системы уравнений, но конечное решение задачи не дает возможности представить вентильную схему в виде импульсного или непрерывного звена и решить вопросы точности и качества регулирования.

Частотная модуляция, имеющая место при фазовом регулировании, делает невозможным описание работы преобразователя уравнениями с одинаковыми периодами дискретности. Устранить затруднение, связанное с переменным периодом дискретности, можно с помощью эквивалентной непрерывной системы, движение которой будет достаточно близко к переходам точки состояния в дискретные моменты времени.

Таким образом, в настоящей работе РП с фазовым регулированием рассматривается как непрерывная и линейная система при малых отклонениях от установившегося режима.

Структуры схем большинства РП во многом схожи со структурами импульсных преобразователей с «жесткой» коммутацией. Поэтому динамическая модель резонансного преобразователя может быть построена на основе конкретизации обобщенной ДМ импульсного преобразователя. Импульсный преобразователь, содержащий инвертор напряжения и выпрямитель, можно представить в виде схемы замещения на рис. 1, где эквивалентный генератор переменного напряжения и ЭГ замещает инвертор напряжения с источником питания.

Напряжение эквивалентного генератора зависит от входных величин — напряжения питания инвертора  $u_n$  и управляющего напряжения  $u_{упр}$ . Комплексные сопротивления  $Z_n$ ,  $Z_{B1}$  и  $Z_{B2}$  отражают активные и реактивные потери на стороне переменного и выпрямленного токов. Нагрузка в виде активного сопротивления  $R_n$  шунтируется фильтрующей емкостью  $C_\phi$ . В соответствии со схемой замещения на рис. 1 может быть построена обобщенная ДМ резонансного преобразователя постоянного напряжения (рис. 2).

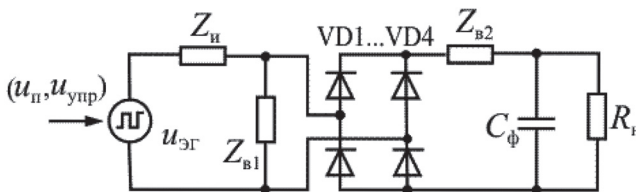


Рис. 1. Схема замещения импульсного преобразователя электроэнергии

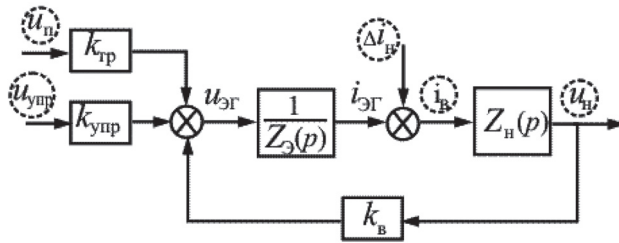
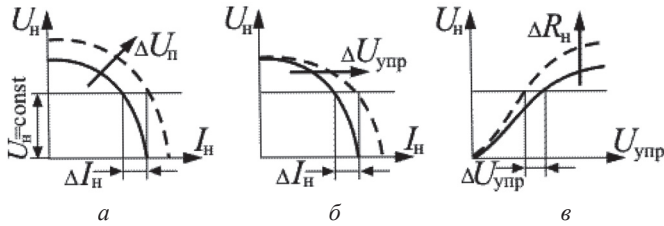


Рис. 2. Структурная схема обобщенной динамической модели РП

Преобразователь заменяется эквивалентной системой непрерывных передаточных звеньев, параметры которых вычисляются из уравнений, описывающих его силовую и управляющую части. Определение коэффициентов передачи звеньев ДМ на рис. 2 производится на основе сопоставления структурной схемы модели с логикой работы основных компонентов схемы:  $k_{\text{тр}}$  — коэффициента трансформации напряжения питания  $u_{\text{н}}$ , который зависит от коэффициентов трансформации электромагнитных компонентов — дросселей и трансформаторов;  $k_{\text{упр}}$  — коэффициента управления, отражающего влияние управляющего напряжения  $u_{\text{упр}}$  на напряжение эквивалентного генератора  $u_{\text{эГ}}$ ;  $Z_{\text{э}}$  — эквивалентного комплексного сопротивления, замещающего сопротивление  $Z_{\text{н}}$ ,  $Z_{\text{в1}}$  и  $Z_{\text{в2}}$ ;  $k_{\text{в}}$  — коэффициента внутренней обратной связи силовой части преобразователя, зависящего от наклона внешней характеристики. Динамические звенья соответствуют сопротивлениям схемы замещения:  $1/Z_{\text{э}}(p) = Y_{\text{э}}(p) = i_{\text{эГ}}(p)/u_{\text{эГ}}(p)$  — изображение выходной проводимости эквивалентного генератора для огибающей колебаний с частотой преобразования, где  $p = \sigma + j\omega$  — оператор Лапласа,  $i_{\text{эГ}}(p)$  — изображение текущего среднего значения выходного тока эквивалентного генератора,  $u_{\text{эГ}}(p)$  — изображение текущего среднего значения напряжения эквивалентного генератора;  $Z_{\text{н}}(p) = u_{\text{н}}(p)/i_{\text{н}}(p)$  — изображение сопротивления цепи нагрузки, где  $u_{\text{н}}(p)$  — изображение текущего среднего значения напряжения нагрузки,  $i_{\text{н}}(p)$  — изображение текущего среднего значения выпрямленного тока;  $\Delta i_{\text{н}}$  — малые отклонения тока нагрузки относительно стационарного значения, вызванные внешними причинами.

Пунктирными линиями на рис. 2 обведены величины, поддающиеся непосредственному измерению в реальном преобразователе. Напряжение и ток эквивалентного генератора являются непосредственно не измеряемыми промежуточными величинами. Это значит, что параметры ДМ целесообразно выражать через измеряемые величины.  $|Y_{\text{э}}(\omega = 0)| = \partial |I_{\text{эГ}}| / (\partial u_{\text{эГ}} k_{\text{тр}})$  — модуль выходной проводимости эквивалентного генератора в стационарном режиме, когда частота колебаний выходных величин равна нулю. При  $u_{\text{н}} = \text{const}$ ,  $R_{\text{н}} = 0$ ,  $u_{\text{упр}} = \text{const}$  он может быть определен по смещению внешней характеристики преобразователя, вызванному малым приращением напряжения питания преобразователя  $\Delta U_{\text{н}}$  (рис. 3,а), поскольку приращение тока эквивалентного генератора при прочих постоянных входных величинах будет соответствовать приращению тока нагрузки, которое можно измерить:  $|Y_{\text{э}}(\omega = 0)| = \Delta I_{\text{н}} / (\Delta U_{\text{н}} k_{\text{тр}})$ ;  $Z_{\text{н}}(p)$  — сопротивление цепи нагрузки, определяется по параметрам элементов силовой схемы преобразователя;  $k_{\text{упр}} = \Delta I_{\text{н}} / (\Delta U_{\text{упр}} |Y_{\text{э}}(\omega = 0)|)$  — коэффициент управления, при  $u_{\text{н}} = \text{const}$ ,  $R_{\text{н}} = 0$ ,  $u_{\text{н}} = \text{const}$  определяется по смещению внешней характеристики, вызванному малым приращением напряжения управления  $\Delta U_{\text{упр}}$  (рис. 3,б). Найти коэффициент управления можно также, используя регулировочные характеристики преобразователя, снятые при различных сопротивлениях нагрузки  $R_{\text{н}}$  (рис. 3,в). Тогда  $\Delta I_{\text{н}} = U_{\text{н}}(U_{\text{н2}})/R_{\text{н1}} - U_{\text{н}}(U_{\text{н1}})/R_{\text{н2}}$ . Коэффициент  $k_{\text{в}} = -\Delta I_{\text{н}} / (\Delta U_{\text{н}} |Y_{\text{э}}(\omega = 0)|)$  определяется по наклону внешней характеристики преобразователя в точке с координатами  $(U_{\text{н}}; I_{\text{н}})$  и модулю выходной проводимости эквивалентного генератора в стационарном режиме.



**Рис. 3.** Изменение внешних характеристик РП при приращении напряжения питания (а), приращении напряжения управления (б); изменение регулировочных характеристик РП при приращении нагрузки (в)

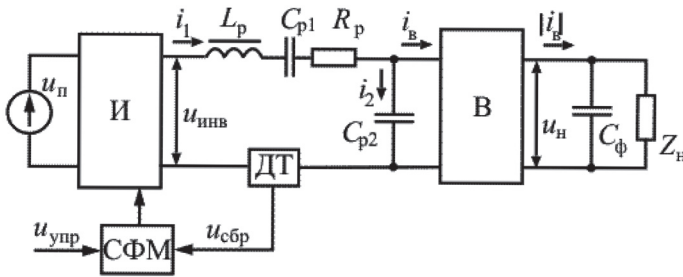
Структурная схема РП постоянного напряжения с фазовым регулированием (рис. 4) содержит инвертор напряжения И, резонансный контур РК и выпрямитель В с цепью нагрузки. Выпрямитель РП может подключаться к резонансному контуру через трансформатор напряжения.

Если принять  $k_{тр} = 1$ , можно ввести допущение о возможности такого уменьшения индуктивности рассеяния и такого увеличения индуктивности намагничивания трансформатора, при которых влияние трансформатора на процессы в РП пренебрежимо мало.

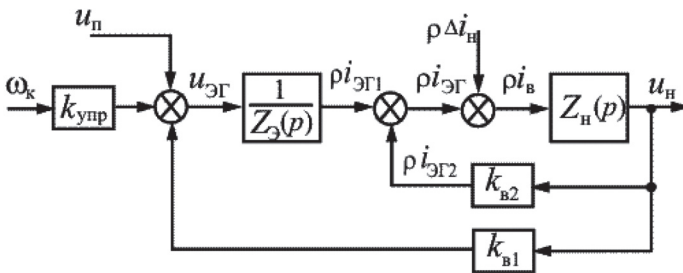
Структурная схема ДМ силовой части РП на рис. 5 является преобразованной обобщенной ДМ на рис. 2 с учетом схемы на рис. 4 и  $k_{тр} = 1$ . Здесь ток эквивалентного генератора имеет две составляющие, которые соответствуют токам последовательной  $L_{p1}C_{p1}r_{p1}$  и па-

раллельной  $C_{p2}r_{p2}$  ветвей РК, где  $r_{p1}$  и  $r_{p2}$  — сопротивления активных потерь резонансного контура (на схеме не показаны). Входные величины ДМ силовой части — коммутационная частота  $\omega_k$  и напряжение питания. Коэффициент управления определяется при  $u_n = \text{const}$ ,  $R_n = 0$ ,  $u_n = \text{const}$  и малых изменениях частоты преобразования:  $k_{упр} = \rho \Delta I_n / (\Delta \omega_k |Y_3(\omega = 0)|)$ , где  $\rho = \sqrt{L_{p1}/C_{p1}}$  — волновое сопротивление последовательной ветви РК.

При фазовом регулировании частота преобразования меняется в соответствии с регулирующей величиной и силовая часть РП в составе системы с фазовым регулированием может рассматриваться как частотно-регулируемая. Поэтому должна быть создана отдельная динамическая структура, передающая малые изменения фазы в малые изменения частоты преобразования.



**Рис. 4.** Структурная схема РП постоянного напряжения с фазовым регулированием



**Рис. 5.** Структурная схема динамической модели силовой части РП

Коэффициенты внутренней обратной связи РП  $k_{в1} = \Delta U_{ЭГ1} / (\Delta U_{н} |Y_3(\omega = 0)|)$ , и  $k_{в2} = -\rho \Delta I_{ЭГ2} / \Delta U_{н}$  отражают влияние напряжения нагрузки на напряжение и ток эквивалентного генератора. Здесь составляющие токов эквивалентного генератора  $I_{ЭГ1}$  и  $I_{ЭГ2}$  в стационарном режиме представляют собой средние величины модулей токов ветвей РК. Выразив по-другому коэффициент  $k_{в2} = -\rho(\Delta I_{ЭГ1} - \Delta I_{н}) / \Delta U_{н}$ , можно в ходе экспериментов снять внешнюю характеристику и зависимость выпрямленного сигнала датчика тока  $i_1$  инвертора РП, прошедшего через фильтр низких частот. Коэффициенты внутренней обратной связи определяются с использованием полученных выражений и производных от экспериментальных зависимостей.

Изображение выходной проводимости эквивалентного генератора ДМ на рис. 5 для огибающей колебаний описывается передаточной функцией (ПФ) колебательного звена с полюсом на разностной частоте:

$$Y_3(p) = \frac{k_{РК}}{\frac{p^2}{(\omega_k - \omega_p)^2} + \frac{p\omega_p}{Q(\omega_k - \omega_p)^2} + 1}, \quad (1)$$

где  $Y(p) = 1/Z_3(p)$ ;  $Q$  — добротность резонансного контура.

Коэффициент передачи РК равен модулю проводимости эквивалентного генератора в стационарном режиме:  $k_{РК} = |Y_3(\omega = 0)|$ . Согласно схеме РК на рис. 4 и закономерностям протекания процессов в резонансном контуре этот коэффициент может быть определен в виде

$$k_{РК} = 2 / (1 + \theta^2 - 2\theta \cos(\pi(1 - \omega_p / \omega_k))), \quad (2)$$

описывающем резонансную кривую, где  $\omega_k, \omega_p$  — стационарные значения соответственно коммутационной частоты и частоты амплитудного резонанса, наблюдаемого по выходному напряжению РП;  $\theta = e^{-\pi(\omega_p/\omega_k)/\sqrt{4Q^2-1}}$  — коэффициент затухания колебаний в РК на протяжении одного полупериода преобразования. В режимах короткого замыкания и холостого хода частота амплитудного резонанса будет стремиться к значениям  $\omega_{11} = \omega_{01} \sqrt{1 - 1/4Q_1^2}$  и

$$\omega_{12} = \omega_{02} \sqrt{1 - 1/4Q_2^2},$$

$$\text{где } \omega_{01} = 1 / \sqrt{L_{p1} C_{p1}},$$

$$\omega_{02} = 1 / \sqrt{L_{p1} C_{p1} C_{p2} / (C_{p1} + C_{p2})}$$

$$\text{и } Q_1 = \sqrt{L_{p1} / C_{p1}} / r_{p1};$$

$Q_2 = \sqrt{L_{p1}(C_{p1} + C_{p2}) / C_{p1} C_{p2}} / (r_{p1} + r_{p2})$  — частоты идеальных резонансов и добротности РК при замкнутом и незамкнутом конденсаторе  $C_{p2}$ . Когда сопротивление нагрузки имеет ненулевую конечную величину, частота амплитудного резонанса находится в промежутке  $\omega_{11} < \omega_p < \omega_{12}$ .

Изображение сопротивления цепи нагрузки соответствует инерционному звену

$$Z_{н}(p) = u_{н}(p) / \rho i_{н}(p) = R_{н} / (\rho(1 + R_{н} C_{н} p)). \quad (3)$$

Согласно структурной схеме на рис. 5 передаточные функции силовой части РП записываются с использованием полученных выражений (1)–(3):

по отношению к напряжению питания

$$H_{сч}(p) = \frac{u_{н}(p)}{u_{н}(p)} = \frac{Y_3(p) Z_{н}(p)}{Y_3(p) Z_{н}(p) k_{в1} + Z_{н}(p) k_{в2} + 1}; \quad (4)$$

по отношению к напряжению управления

$$H_{счy}(p) = u_{н}(p) / \omega_k(p) = k_{чyпр} H_{сч}(p) / k_{РК}, \quad (5)$$

где  $\omega_k(p)$  — изображение функции отклонения коммутационной частоты от стационарного значения;  $k_{чyпр} = k_{yпр} k_{РК} = \rho \Delta I_{н} / \Delta \omega_k$  — коэффициент частотного управления, который при  $u_{н} = \text{const}$  можно получить экспериментально.

При фазовом регулировании фазовый сдвиг между током в РК и напряжением инвертора, а значит, и коммутационная частота меняются в соответствии с управляющей величиной и силовая часть РП в составе системы с фазовым регулированием может рассматриваться как частотно-регулируемая. Поэтому должна быть создана отдельная динамическая структура, передающая малые изменения фазы в малые изменения коммутационной частоты.

Фазовое регулирование мощности РП осуществляется с помощью синхронного фазового модулятора (СФМ) и датчика тока ДТ,

реєструючого коливання вихідного тока  $i_1$  інвертора. Структура динамічної моделі СФМ може бути сопряжена с ДМ силової часті РП і определена по схемі СФМ на рис. 6, где управляющее напряжение  $u_{упр}$  подається на інвертуючий вхід компаратора К. На неінвертуючий вхід подається напруга  $u_{ГПН}$  управляемого генератора пилообразного напруга (ГПН), который периодически сбрасывается при изменениях логического сигнала нуль-органа НО.

Логический сигнал нуль-органа меняется в моменты перехода тока инвертора через нуль. Значение этого сигнала запоминается в D-триггере Т и определяет полярность напруга инвертора  $u_{инв}$  в момент следующего перехода резонансного тока через нуль. Занесение в триггер нового значения сигнала нуль-органа происходит при возникновении фронта сигнала на входе стробирования, поступающего с выхода компаратора. Противофазные логические сигналы с выходов триггера В1 и В2 поступают на схемы управления силовыми ключами инвертора. Фаза фронта сигнала стробирования  $u_{CLK}$  меняется относительно фазы колебаний тока инвертора при изменении управляющего напруга. Так осуществляется синхронное регулирование фазового сдвига  $\psi(u_{упр})$  между током в РК

и напругаем инвертора. Частота преобразования в соответствии со свойствами РК зависит от устанавливаемого фазового сдвига и меняется при регулировании. Для стабилизации амплитуды напруга ГПН при изменениях коммутационной частоты в СФМ используются обратная связь, опорное напруга  $u_{оп}$ , задающее среднее значение напруга ГПН и стабилизирующий интегратор И с постоянной времени  $\tau_{и}$ .

Для определения малых приращений величин ГПН можно представить в виде схемы замещения на рис. 7,а с источником тока  $i_{ГПН}$ , управляемым напругаем  $u_y$ , интегрирующей емкостью СГПН и ключом сброса, срабатывающим от фронта и спада сигнала.

Источник тока  $i_{ГПН}$  характеризуется линейным коэффициентом передачи  $1/R_{ит} = i_{ГПН}/u_y$ . Выходное напруга ГПН соответствует интегралу напруга управления на промежутке времени между срабатываниями ключа сброса

$$u_{ГПН}(t) = \frac{1}{\tau_{ГПН}} \int_0^{T_k/2} u_y(t) dt,$$

где  $\tau_{ГПН} = R_{ит} C_{ГПН}$  — постоянная времени ГПН;  $T_k = 2\pi/\omega_k$  — стационарное значение коммутационного периода. Если допустить, что постоянная времени стабилизирующего интегратора достаточно велика ( $\tau_{и} \gg T_k$ ), то

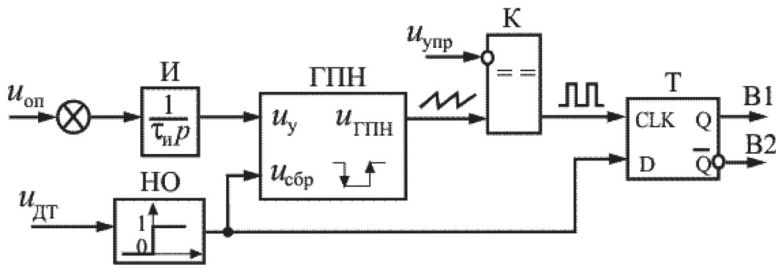


Рис. 6. Принципиальная схема синхронного фазового модулятора

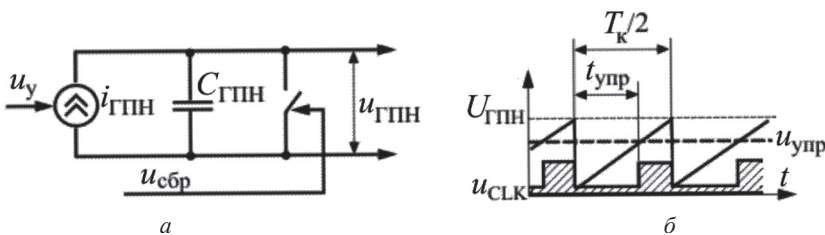


Рис. 7. Схема замещения ГПН (а) и временные диаграммы процессов в ГПН (б)

$u_y = \text{const}$  и напряжение ГПН будет меняться по линейному закону (рис. 7,б):

$$u_{\text{ГПН}}(t) = u_y t / \tau_{\text{ГПН}} \Big|_0^{T_k/2}$$

Выражение для амплитуды напряжения ГПН

$$U_{\text{ГПН}} = u_y \pi / (\tau_{\text{ГПН}} \omega_k) \tag{6}$$

позволяет определить коэффициент передачи ГПН в стационарном режиме

$$k_{\text{ГПН}} = U_{\text{ГПН}} / u_y = \pi / (\tau_{\text{ГПН}} \omega_k), \tag{7}$$

где амплитуда напряжения ГПН в результате действия контура стабилизации стремится к удвоенному опорному напряжению, следовательно, стационарное значение амплитуды  $U_{\text{ГПН}} = 2u_{\text{оп}}$ .

Таким образом, по отношению к амплитуде выходного напряжения ГПН действует подобно инерционному звену первого порядка. Эксперименты с имитационными моделями позволили установить параметры эквивалентного инерционного звена:  $k_{\text{ГПН}} = T_k/2$ ;  $\tau_{\text{ГПН}} = T_k/4$ , откуда  $\tau_{\text{ГПН}} = 1$  и опорный сигнал равен  $2u_{\text{оп}}$ , постоянная времени стабилизирующего интегратора для звена, эквивалентного ГПН, равна  $2\tau_{\text{и}}$ .

Структурная схема динамической модели СФМ на рис. 8 содержит эквивалентные непрерывные звенья и описывает принцип действия контура стабилизации амплитуды напряжения ГПН, соответствие коммутационной частоты  $\omega_k(p)$  управляющему напряжению  $u_{\text{упр}}(p)$  и управляющему фазовому углу  $\psi(p)$ , а также влияние выходного напряжения РП на коммутационную частоту.

Согласно рис. 7 управляющий угол

$$\psi = \omega_k t_{\text{упр}} = \omega_k \frac{\pi}{\omega_k} \frac{u_{\text{упр}}}{U_{\text{ГПН}}} = \pi \frac{u_{\text{упр}}}{U_{\text{ГПН}}} \tag{8}$$

Из выражения (7), управляющее напряжение ГПН в стационарном режиме

$$u_{\text{упр}} = U_{\text{ГПН}} / k_{\text{ГПН}} = 2u_{\text{оп}} / k_{\text{ГПН}} \tag{9}$$

Значения коэффициентов передачи ДМ рассчитываются как производные зависимостей (6), (8) согласно (7), (9):

$$k_{\psi a} = \partial \psi / \partial U_{\text{ГПН}} = -\pi u_{\text{упр}} / 4u_{\text{оп}}^2 ;$$

$$k_{\psi u} = \partial \psi / \partial u_{\text{упр}} = \pi / 2u_{\text{оп}} ;$$

$$k_{a\omega} = \partial U_{\text{ГПН}} / \partial \omega_k = -2u_{\text{оп}} / \omega_k^2 .$$

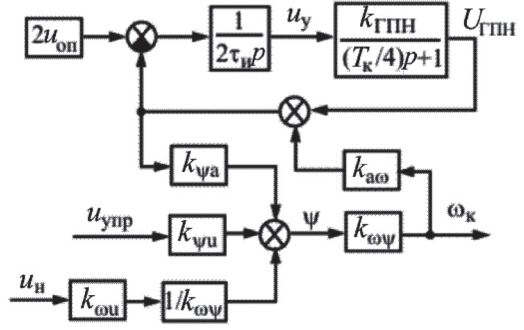


Рис. 8. Структурная схема динамической модели СФМ

Коэффициенты  $k_{\omega\psi} = \partial \omega_k / \partial \psi$  и  $k_{ou} = \partial \omega_k / \partial u_n$  отражают влияние управляющего фазового угла  $\psi$  и выходного напряжения преобразователя  $u_n$  на коммутационную частоту  $\omega_k$ . Коэффициент  $k_{\omega\psi} = \partial \omega_k / \partial \psi$  определяется по статической характеристике управления РП  $\omega_k(\psi)$  (при  $\omega_k \geq \omega_p$  будет иметь отрицательное значение),  $k_{ou} = \partial \omega_k / \partial u_n$  — по зависимости  $\omega_k(u_n)$ . Данные зависимости и статические характеристики РП могут быть получены экспериментальным путем либо из решения уравнений, описывающих процессы в силовой схеме в течение межкоммутационных промежутков времени.

В соответствии со схемой ДМ на рис. 8 передаточная функция контура стабилизации амплитуды напряжения ГПН

$$H_a(p) = \frac{(1/k_{\text{ГПН}})2\tau_{\text{и}}p((T_k/4)p + 1)}{(2\tau_{\text{и}}T_k p^2 / 4k_{\text{ГПН}}) + (2\tau_{\text{и}}p / k_{\text{ГПН}} + 1)} \tag{10}$$

отражает влияние дестабилизирующих факторов в виде аддитивной помехи на амплитуду напряжения ГПН: чем меньше значение ПФ, тем меньше отклонение амплитуды ГПН от заданного значения  $2u_{\text{оп}}$ . Передаточная функция СФМ по отношению к управляющему напряжению будет иметь вид  $\frac{\omega_k(p)}{u_{\text{упр}}(p)} = k_{\psi u} \frac{k_{\omega\psi}}{1 - k_{\omega\psi} k_{\psi a} k_{a\omega} H_a(p)}$  и при  $|H_a(p)| \rightarrow 0$  будет равна  $k_{\psi u} k_{\omega\psi}$ .

Объединив в одной структуре ДМ силовой части и СФМ (рис. 9), можно получить ПФ замкнутой системы регулирования. В соответствии со структурной схемой на рис. 9 передаточная функция РП с фазовым регулированием имеет вид

$$H_{\text{РП}}(p) = \frac{u_{\text{н}}(p)}{u_{\text{упр}}(p)} = \frac{H_{\text{СЧ}}(p)k_{\psi\text{и}}k_{\omega\psi}}{1 - k_{\omega\psi}k_{\psi\text{а}}k_{\text{а}\omega}H_{\text{а}}(p) - k_{\omega\text{и}}H_{\text{СЧ}}(p)}. \quad (11)$$

С использованием выражений (1)–(5), (10), (11) были рассчитаны семейства частотных характеристик РП с фазовым регулированием для различных значений управляющего угла, добротности контура и сопротивления нагрузки (см. таблицу). Коэффициенты ДМ  $k_{\gamma}$ ,  $k_{\text{в}1}$ ,  $k_{\text{в}2}$ ,  $k_{\psi\text{а}}$ ,  $k_{\psi\text{и}}$ ,  $k_{\text{а}\omega}$ ,  $k_{\omega\psi}$ ,  $k_{\omega\text{и}}$  определялись путем решения уравнений математической модели, описывающей силовую часть РП. Все характеристики рассчитаны для следующих параметров РП:  $L_{\text{р}} = 0,185$  мГн;  $C_{\text{р}} = 0,05$  мкФ;  $f_{\text{р}} = 52,3$  кГц;  $C_{\text{ф}} = 30$  мкФ;  $R_{\text{Сф}} = 0,1$  Ом. На характеристиках видно, как при изменениях параметров схемы проявляются два полюса, обусловленные влиянием параметров цепи нагрузки и резонансного инвертора. Добротность конту-

ра и управляющий угол существенно влияют на ход частотных характеристик в окрестности второго полюса. Модуль ПФ на частоте второго полюса значительно меньше единицы, а наклон частотной характеристики при единичном модуле ПФ составляет не более  $-20$  дБ/дек., вследствие чего можно утверждать, что огибающие переходных процессов будут иметь аperiodический характер практически без перерегулирования. Такие динамические свойства системы можно объяснить наличием в цепи нагрузки преобразователя фильтрующей емкости большой величины. Нагрузка с фильтром может быть представлена аperiodическим звеном с постоянной времени, существенно превышающей постоянную времени колебательного РК.

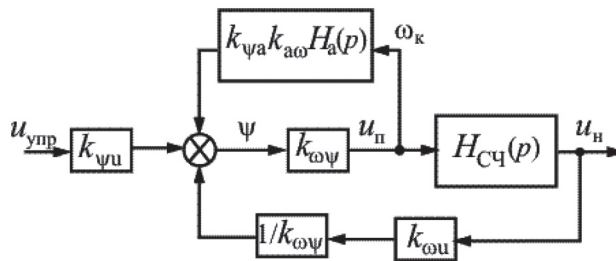


Рис. 9. Структурная схема динамической модели РП с фазовым регулированием

Логарифмические амплитудно-частотные характеристики РП с фазовым регулированием

$R_{\text{н}}^*, Q$	$\psi = 0,52\pi$	$\psi = 0,7\pi$	$\psi = 0,98\pi$
$R_{\text{н}}^* = 1, Q = \text{const}$			
$R_{\text{н}}^* = \text{const}, Q = 30$			



## ВЫВОДЫ

1. Разработанная ДМ описывает электромагнитные процессы в силовой части и системе управления РП с фазовым регулированием при малых изменениях переменных состояния, когда рабочие участки нелинейных статических зависимостей между переменными могут быть заменены линейными зависимостями.

2. Динамическая модель может использоваться для исследования устойчивости в

малом, исследования фильтрующих свойств РП при воздействии помех со стороны питания, синтеза регулятора выходной величины и определения точности его стабилизации.

3. Семейства динамических характеристик РП для различных стационарных режимов, полученные с помощью данной ДМ, могут быть использованы также для описания динамики РП при больших изменениях величин, когда существенно проявляются нелинейности характеристик силовой схемы и ее элементов.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Замкнутые системы преобразования электрической энергии [Текст] / [В. Я. Жуйков, И. Е. Коротеев, В. М. Рябенский, Г. В. Павлов, В. Рачек, А. Вегг, Н. Липтак]. — К. : Техніка; Братислава : Альфа, 1989. — 320 с.
- [2] Коршунов, А. И. Анализ динамических свойств замкнутых систем со статическими преобразователями с помощью линеаризованных моделей [Текст] / А. И. Коршунов // Электричество. — 1994. — № 5. — С. 30–39.
- [3] Кулик, В. Д. Тиристорные инверторы резонансного типа с широтным регулированием напряжения [Текст] / В. Д. Кулик, Н. Н. Юрченко. — К. : Наукова думка, 1990. — 200 с.
- [4] Павлов, Г. В. Оценка динамических характеристик последовательно-резонансного преобразователя [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, М. В. Покровский // Технічна електродинаміка. Тем. вип. : Проблеми сучасної електротехніки. — К. : ІЕД НАНУ, 2000. — Ч. 6. — С. 42–47.
- [5] Поздеев, А. Д. Динамическая модель управляемого выпрямителя в режиме непрерывного тока [Текст] / А. Д. Поздеев // Электричество. — 1977. — № 36. — С. 56–66.
- [6] Шипилло, В. П. Импульсная модель однофазного автономного инвертора [Текст] / В. П. Шипилло, В. Т. Долбня, Г. Г. Зезюлькин // Электричество. — 1977. — № 11. — С. 45–56.
- [7] Цфасман, Г. М. Анализ устойчивости инвертора с регулятором угла погасания [Текст] / Г. М. Цфасман, А. И. Ступель // Электричество. — 1976. — № 5. — С. 33–41.