

Направление подготовки: 140400 Электроэнергетика и электротехника

Профиль подготовки: Электрический транспорт

Квалификация (степень) выпускника: магистр

Форма обучения: очная

Дисциплина: "Системы и устройства автоматического управления электроподвижным составом"

Комаров В.Г.

Лекция 9

14.04.2026 г.

Тема: Системы импульсного управления электросиловыми агрегатами

1. Основные понятия импульсного регулирования

Импульс от лат. Impulsus — удар, толчок, т. е. кратковременное действие некоторой физической величины. В современном представлении под импульсным регулированием понимают периодическое кратковременное воздействие на управляемый процесс.

Импульсное регулирование в настоящее время является теоретической основой работы всех силовых регуляторов и преобразователей электрической энергии, как тяговых электроприводов, так и вторичных источников электропитания.

Импульсное регулирование относится к дискретным (квантовым) способам воздействия на объект управления и может рассматриваться в двух аспектах: энергетическом и информационном.

В информационном аспекте важным является адекватность передачи информации при импульсной форме её представления, простыми словами — искажение информации, например, формы результирующего сигнала по отношению к исходному.

В энергетическом аспекте основным является адекватность физического воздействия на объект управления в виде импульсов (квантов) энергии с точки зрения адекватности получаемого результата на управляемую величину, например, температуру, силу, ток, напряжение, мощность и т. д. В этом аспекте следует отметить, что физической основой импульсного регулирования является наличие инерционности объекта управления по регулируемой величине, т. е. его способности накопить энергию импульса с последующей отдачей накопленной энергии в промежутке между действием импульсов.

Основным преимуществом импульсного регулирования (ИР) являются высокий КПД и минимальные потери в регулирующих элементах, называемых импульсными ключами или вентилями. Это особенно важно в случаях управления большими потоками энергии.

При определённых условиях квантовые способы регулирования по своим результатам практически не отличаются от непрерывного регулирования. В этом случае импульсную систему можно считать квазинепрерывной, т. е. условно непрерывной.

Рассмотрим процесс импульсного регулирования в электрической цепи, как в объекте регулирования, с точки зрения её реакции на импульсное воздействие.

В общем случае такая цепь содержит источник электрической энергии в виде эдс E_p и E_n , электрических ключей S_{Jp} и S_{Jn} , поочерёдно подключающих цепь нагрузки в виде последовательно соединённых индуктивности L , активного сопротивления R и эдс E_d к источникам E_p и E_n (Рис.1).

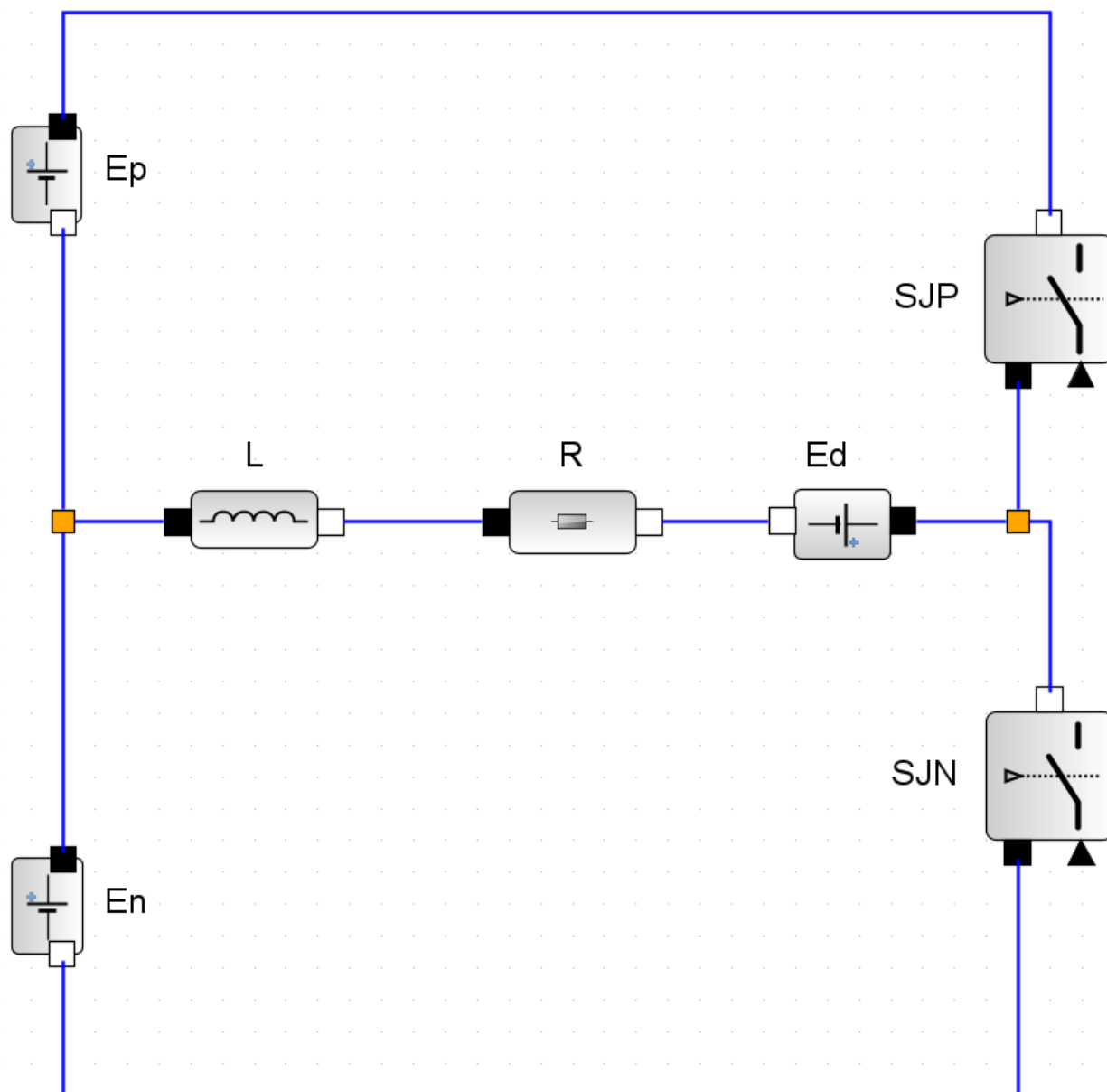


Рис. 1.

В частном случае E_n может быть простой короткой ($E_n=0$), тогда преобразование будет однополярным и, соответственно, регулятор будет регулятором постоянного тока.

Для начального рассмотрения процессы ключи S_{Jp} и S_{Jn} будем считать идеальными, т. е. обладающими следующими свойствами: электрическое сопротивление ключа в замкнутом состоянии равно нулю, а в разомкнутом — бесконечности. Время включения и выключения ключей ничтожно мало. Следствием этих допущений является отсутствие потерь энергии, как в статическом состоянии ключей, так и при их переключениях.

В работе такой схемы можно различить два основных интервала, определяемых положением импульсных ключей.

Интервал 1: $0 < t \leq \lambda_p \cdot T$, где $\lambda_p = \Delta t_n / T$ — плюсовой коэффициент заполнения как относительная длительность интервала замкнутого состояния плюсового ключа по отношению к периоду квантования. Для этого интервала справедлива система уравнений

$$u = E_p;$$

$$L \cdot di/dt + i \cdot R = E_p - E_d.$$

Решение этой системы уравнений имеет вид

$$i = \frac{E_p - E_d}{R} \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{R \cdot I_0}{E_p - E_d} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right];$$

где $\tau = L/R$ - постоянная времени цепи нагрузки, с.

Из полученного выражения можно сделать вывод о том, что при изменении начального тока I_0 асимптота кривой тока i не меняется и остаётся равной

$$i(\infty) = \frac{E_p - E_d}{R}.$$

При $I_0 = 0$ выражение для тока i принимает вид

$$i = \frac{E_p - E_d}{R} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right).$$

Значение тока на конце интервала

$$I_{01} = \frac{E_p - E_d}{R} \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{R \cdot I_0}{E_p - E_d} \right) \exp\left(-\frac{\lambda_p \cdot T}{\tau}\right) \right].$$

Интервал 2: $\lambda_p \cdot T < t \leq T$, где $\lambda_p = \Delta t_n / T$ — плюсовой коэффициент заполнения, как относительная длительность интервала замкнутого состояния плюсового ключа по отношению к периоду квантования. Для этого интервала справедлива система уравнений

$$u = -E_n;$$

$$L \cdot di/dt + i \cdot R = -E_n - E_d.$$

Решение этой системы уравнений имеет вид

$$i = -\frac{E_n - E_d}{R} \cdot \left[1 - \left(1 + \frac{R \cdot I_{01}}{E_p - E_d} \right) \exp\left(-\frac{t - \lambda_p \cdot T}{\tau}\right) \right];$$

где $\tau = L/R$ - постоянная времени цепи нагрузки, с.

Анализируя полученное выражение можно, как и для выражения тока на предыдущем интервале, сделать вывод о том, что при изменении начального тока I_{01} асимптота кривой тока i не меняется, но в отличие от предыдущего случая принимает значение

$$i(\infty) = \frac{E_n + E_d}{R}.$$

Значение тока на конце интервала

$$I_{02} = -\frac{E_n + E_d}{R} \cdot \left[1 - \left(1 + \frac{R \cdot I_{01}}{E_p - E_d} \right) \exp\left(-\frac{(1 - \lambda_p) \cdot T}{\tau}\right) \right].$$

Статические электромеханические характеристики электрических машин при импульсном регулировании определяются средним значением импульсных величин. В режиме тяги (двигательный режим) управление осуществляется положительным управляемым ключом SJP, а в режиме электрического торможения (генераторный режим) отрицательным управляемым ключом SJN. Коэффициент заполнения λ_p определяет длительность замкнутого состояния в прямом направлении положительного управляемого ключа, а λ_n длительность замкнутого состояния в прямом направлении отрицательного ключа. Для исключения интервалов короткого замыкания источника питающего напряжения положительный и отрицательный управляемые ключи всегда работают в противофазе, т. е. можно считать $\lambda_n = 1 - \lambda_p$ и ввести понятие обобщённого коэффициента заполнения $\lambda = \lambda_p = 1 - \lambda_n$.

Исходя из этого уравнение состояния якорной цепи для режима тяги и торможения определяется одним и тем же обобщённым уравнением

$$U \cdot \lambda = I \cdot R + E \quad ,$$

а различие заключается только в направлении протекания тока. Таким образом для перехода в тормозной режим достаточно с помощью системы управления задать лишь отрицательное значение тока.

Обобщённое уравнение якорной цепи, составленное по второму закону Кирхгофа, можно записать в виде

$$U_s \cdot pwt \cdot kf = i_a \cdot R_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + e_a \quad ,$$

где U_s — напряжение источника питания, В;

pwt — единичная импульсная функция ШИМ;

kf - коммутационная функция инвертирования;

R_a - активное сопротивление цепи якоря, Ом;

L_a - собственная индуктивность цепи якоря, Гн;

i_a — ток якоря, А;

e_a - ЭДС якоря, В.

В соответствии с этим уравнением ток якоря в операторной форме будет описываться выражением

$$i_a(s) = \frac{u_a - e_a}{R_a} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_a} \quad ,$$

где $T_a = \frac{L_a}{R_a}$ - постоянная времени якорной цепи, с.

Пример переключения цепи при $R=1$ Ом, $L=0.001$ Гн, $E_a=200$ В с положительного напряжения $E_p=550$ В на отрицательное $E_n=-550$ В показан на рис. 2.

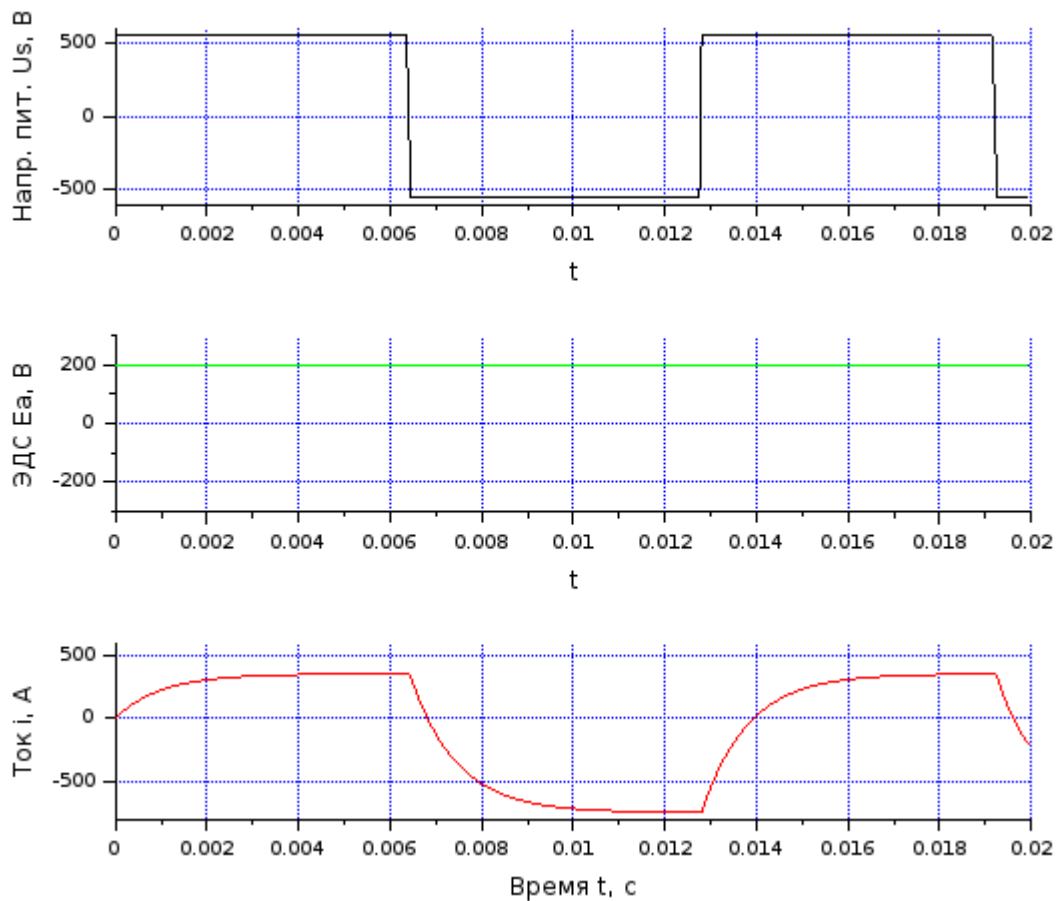
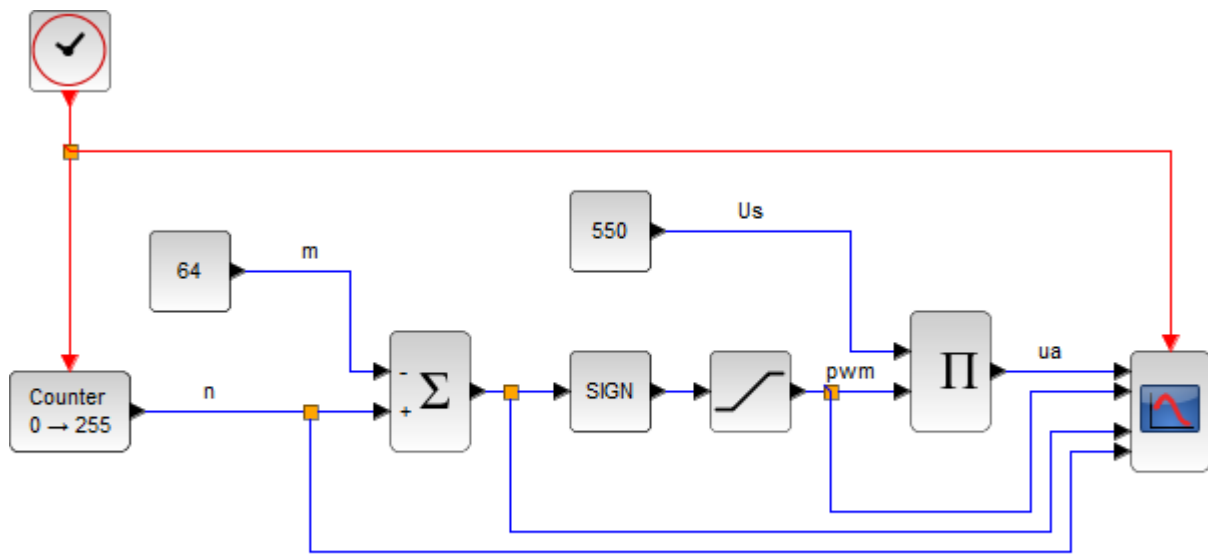


Рис. 2.

2. Моделирование электрических процессов в электрических цепях электросиловых агрегатов и тяговых электрических машин

Модель цифрового широтно-импульсного модулятора (ШИМ).

- Блок-схема цифрового ШИМ состоит из следующих основных узлов:
- Цифрового восьмиразрядного счётчика развёртки ШИМ;
 - Узла вычитания сигнала развёртки из модулируемого сигнала;
 - Компаратора (функция SIGN);
 - Модуля силовых импульсных ключей, реализующих ШИМ и инвертирование напряжения источника постоянного напряжения U_s ;
 - Эмулятора эдс якоря;
 - Модели якорной цепи.



PWM_1

Рис. 3

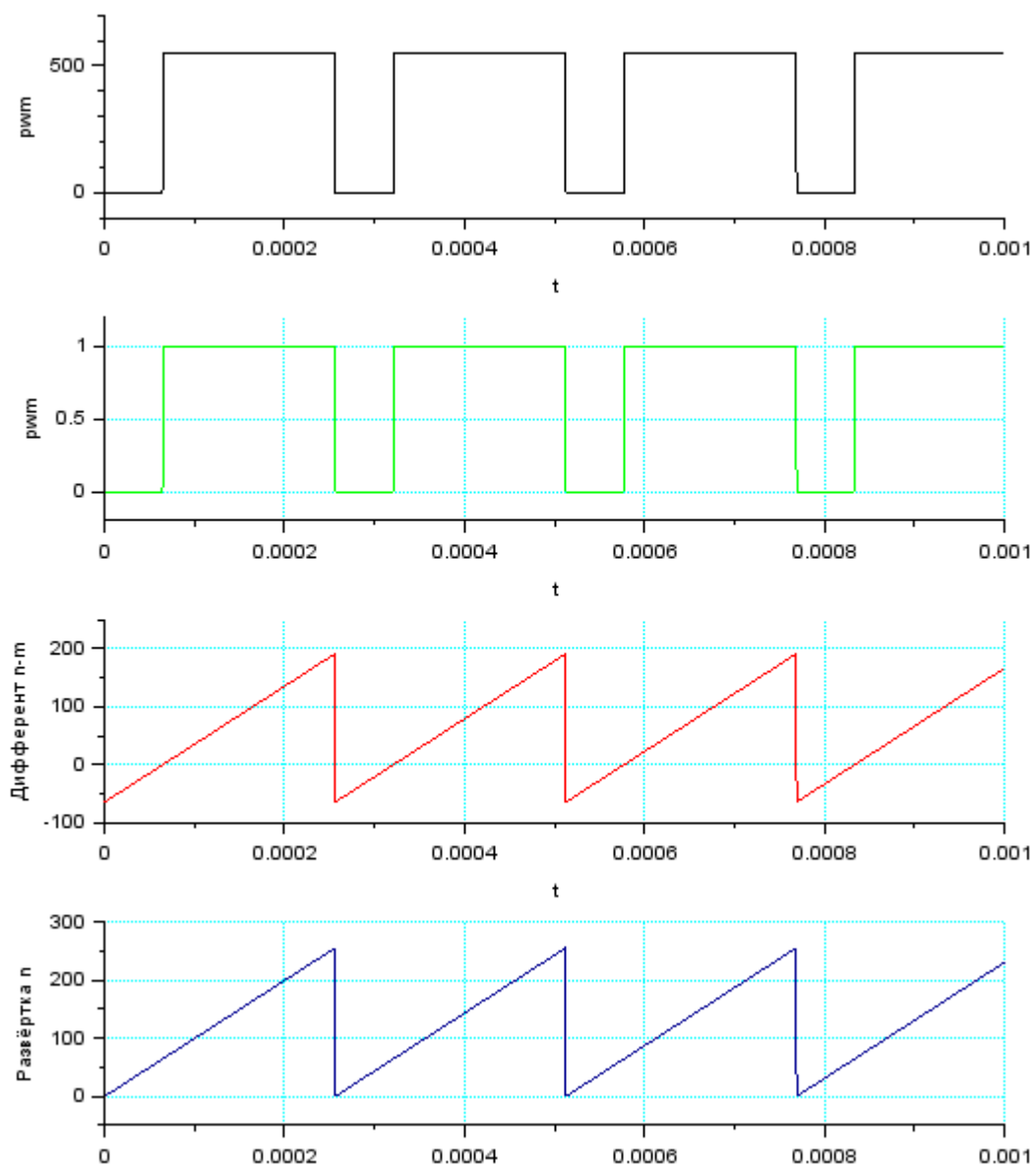


Рис. 4.

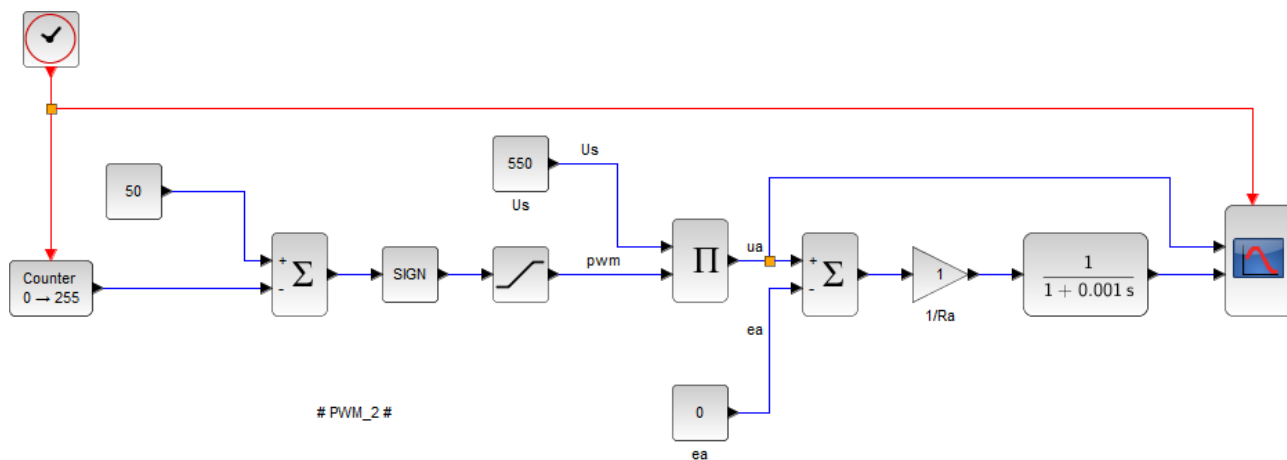


Рис. 5.

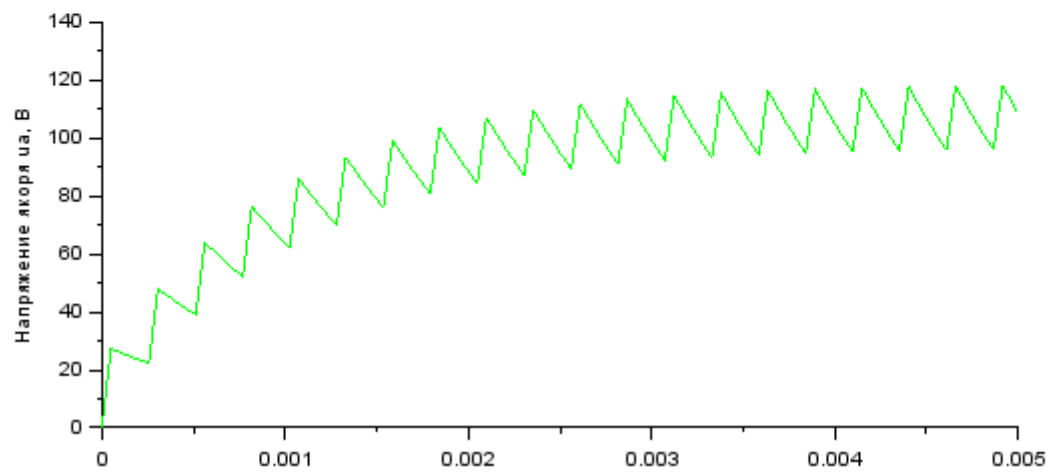
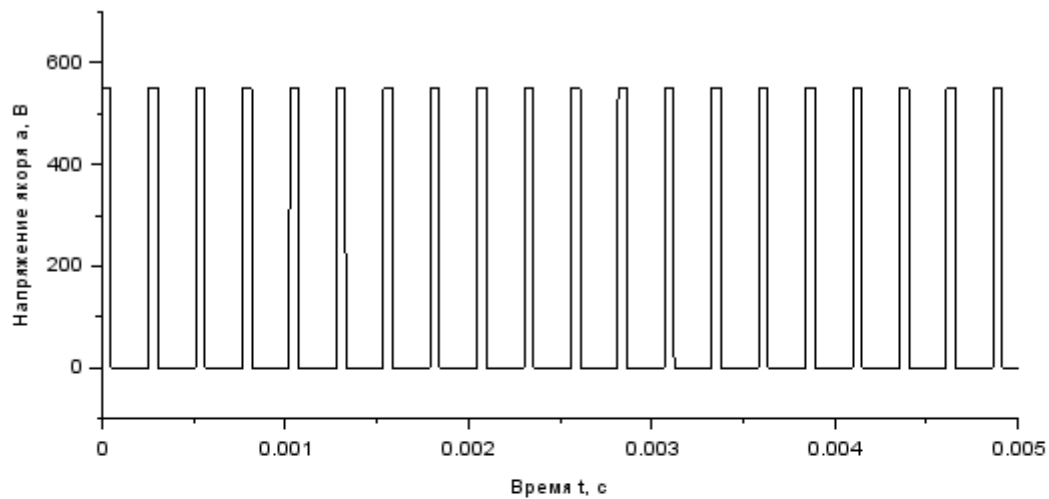


Рис. 6.

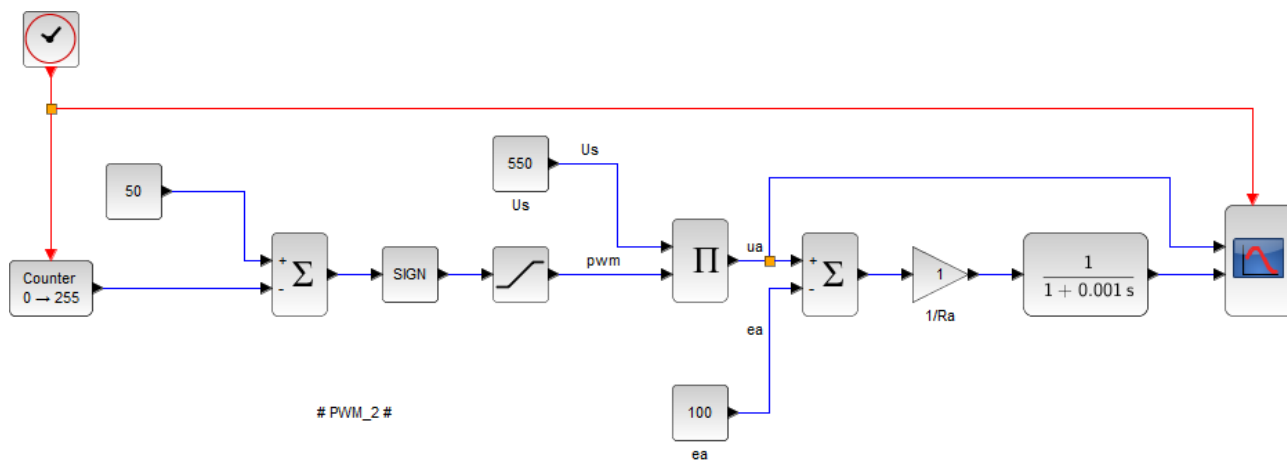


Рис. 7.

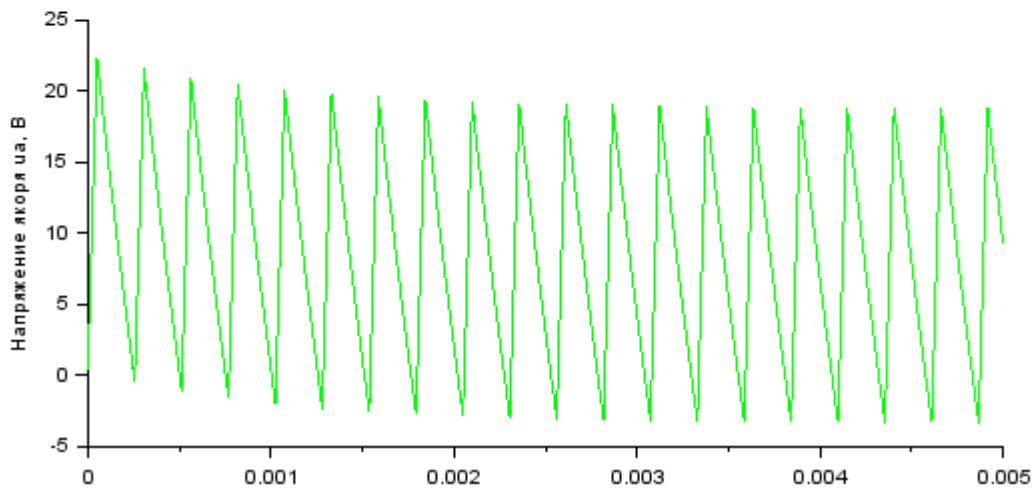
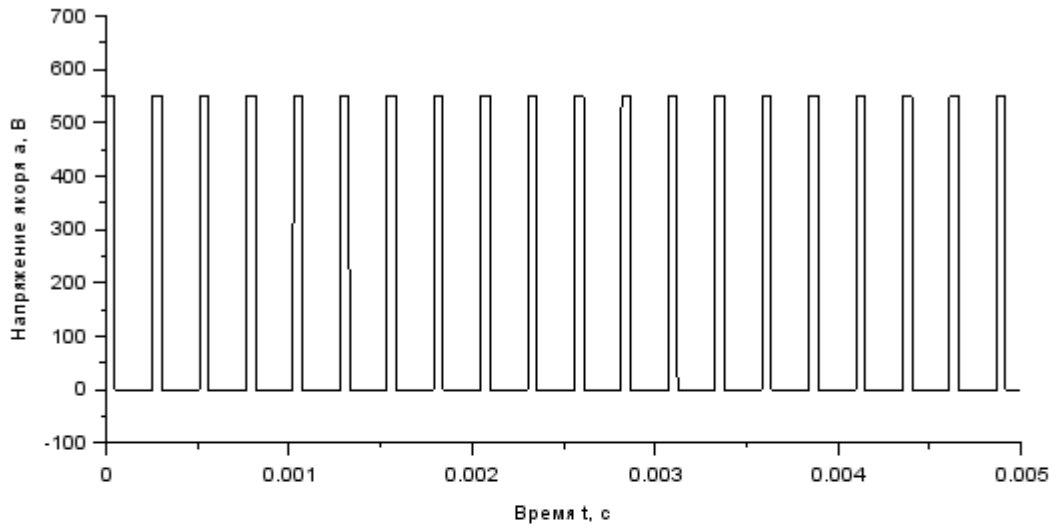


Рис. 8

3. Инвертирование напряжений и токов с помощью импульсных ключей. Коммутационная функция преобразователя.

Блок-схема модели однофазного инвертора приведена на рис. 9, а на рис. 10 и 11 результаты моделирования.

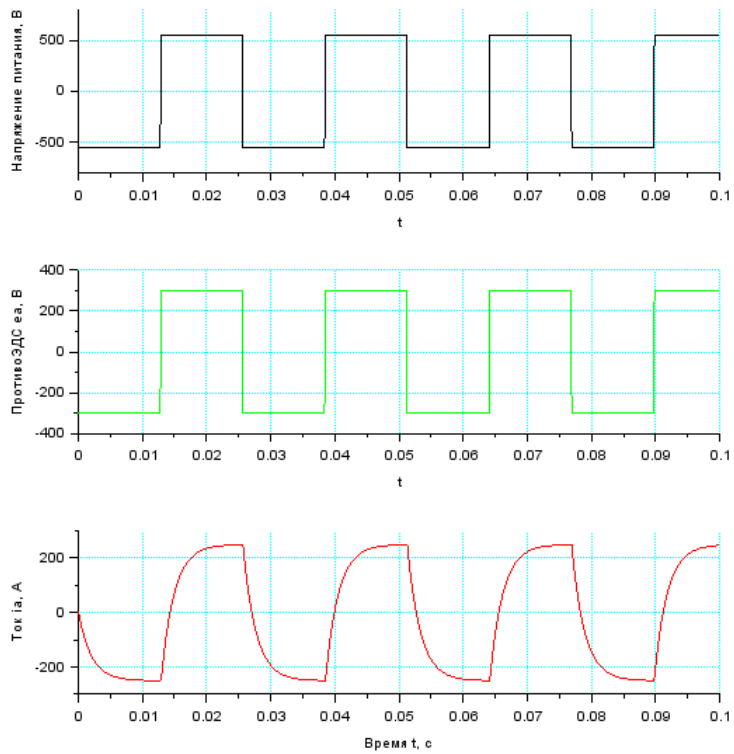


Рис. 11.

Блок-схема модели фазы трёхфазного инвертора со 120-градусным управлением приведена на рис. 12, а на рис. 13 и 14 результаты моделирования.

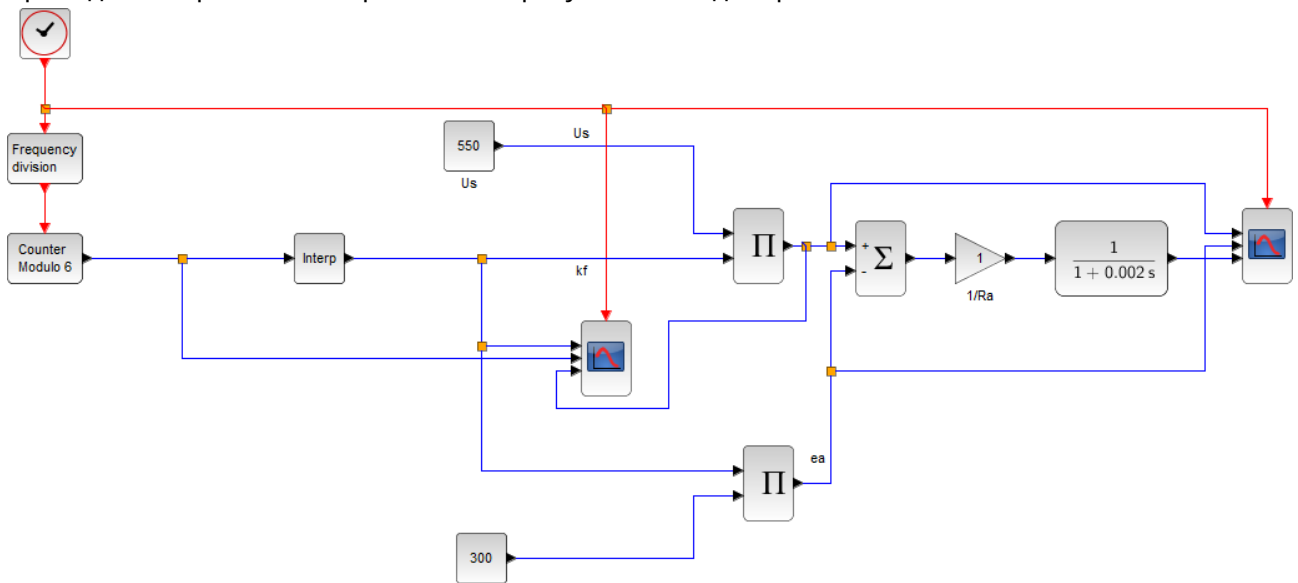


Рис. 12.

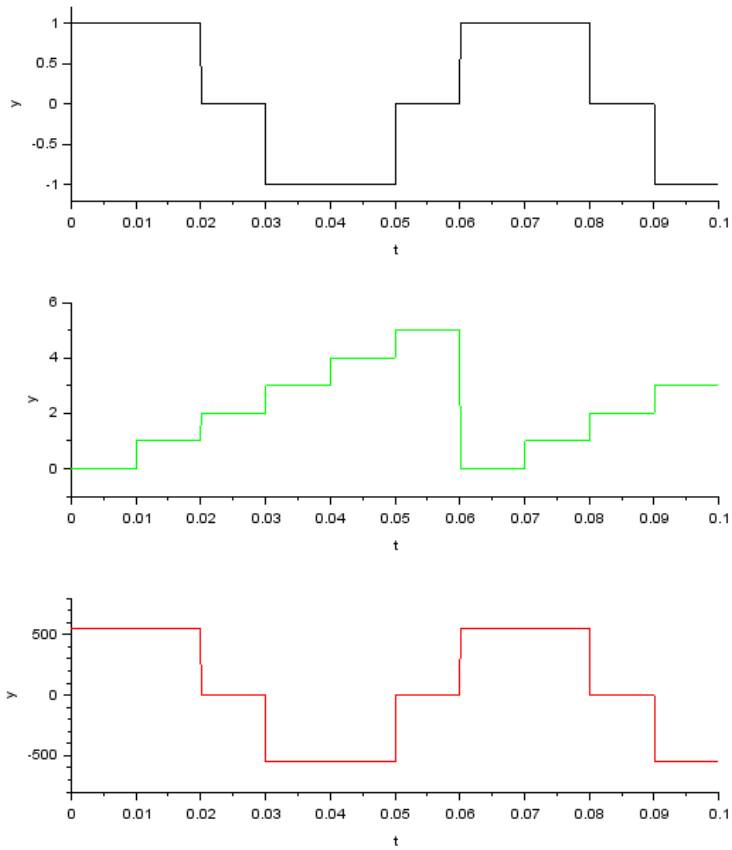


Рис. 13.

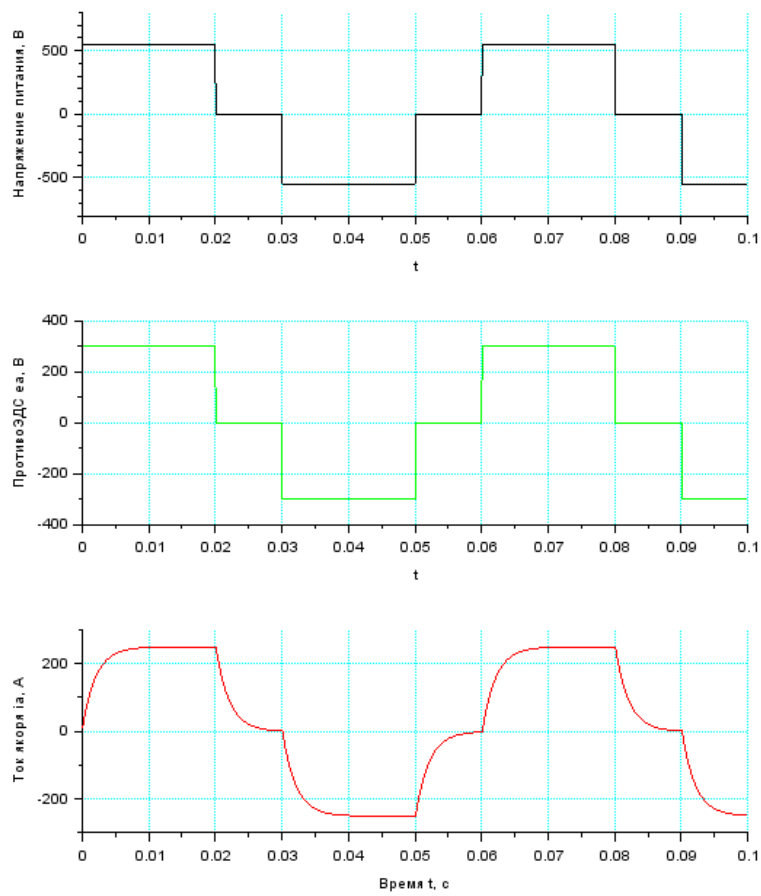


Рис. 14.

4. ШИМ-инверторы

В предыдущем разделе мы с вами рассмотрели работу простого трёхфазного мостового инвертора. Он позволяет преобразовать постоянный ток в трёхфазный переменный, однако не позволяет регулировать величину и форму выходного напряжения или тока. Для этих целей в современных полупроводниковых преобразователях обычно используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) или по английскому Pulse Width Modulation (PWM). Использование ШИМ в мостовом инверторе не требует изменения топологии электрической схемы, достаточно только изменить алгоритм управления импульсными ключами, т. е. изменить управляющую программу. Для начала разберёмся в изменениях алгоритма преобразования.

Добавим в схему ШИМ узел управления инвертированием выходного напряжения на восьмиразрядном счётчике (рис. 15). Формируемый управляющий сигнал k_f , переключающий направление (знак) выходного напряжения импульсного преобразователя, может рассматриваться как коммутационная функция преобразователя.

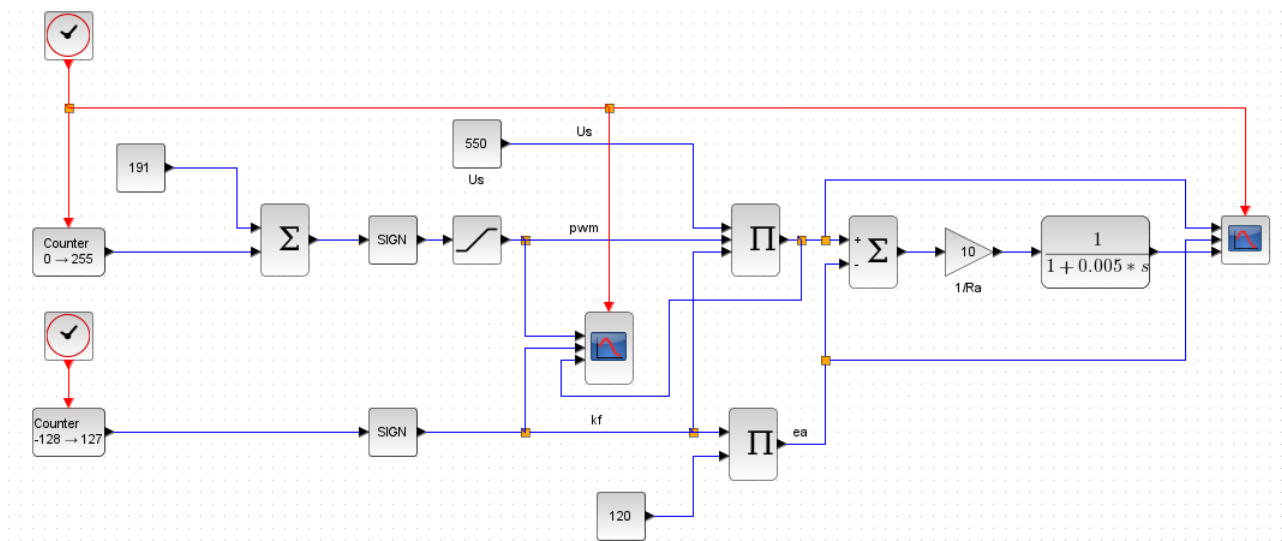


Рис. 15.

Установленные параметры блоков показаны на рис. 16...26.

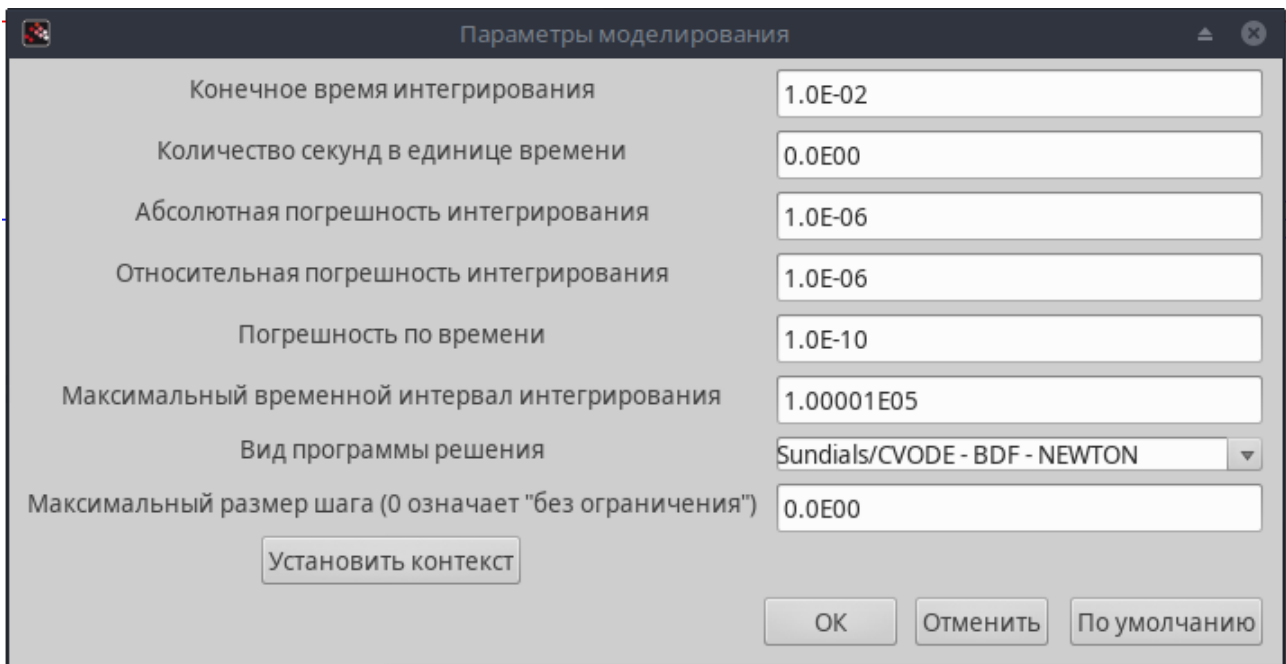


Рис. 16.

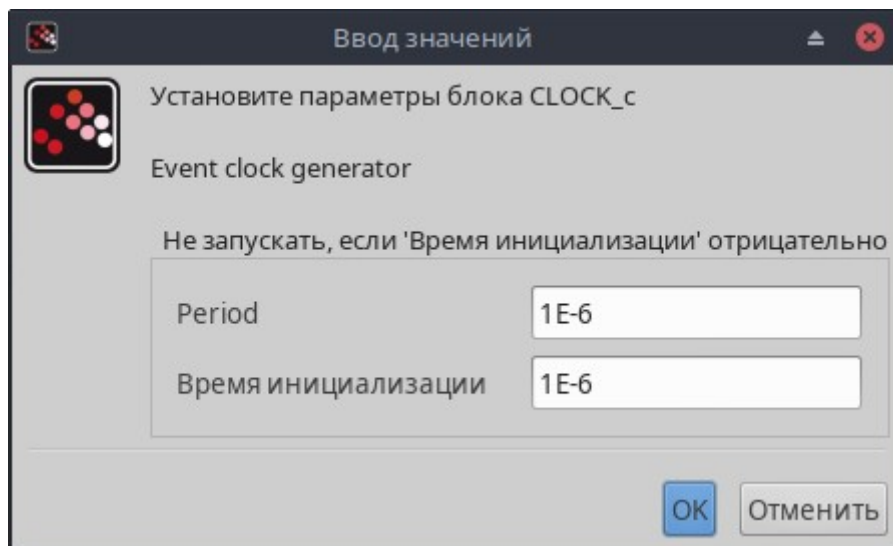


Рис. 17.

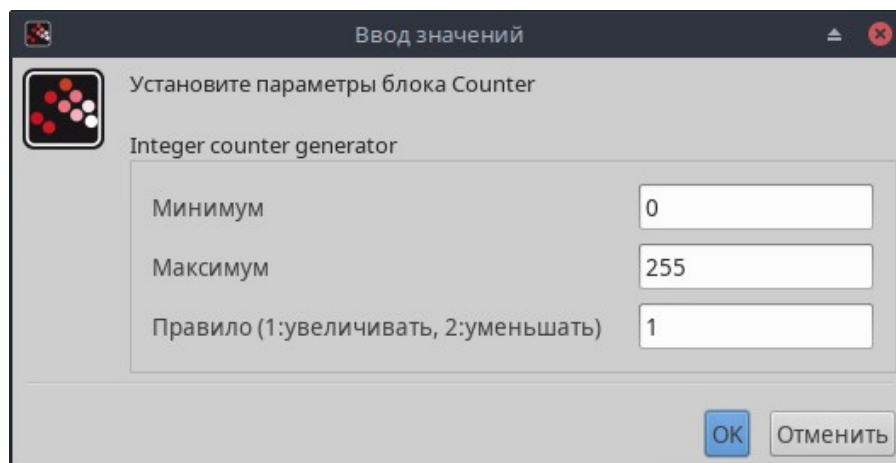


Рис. 18.

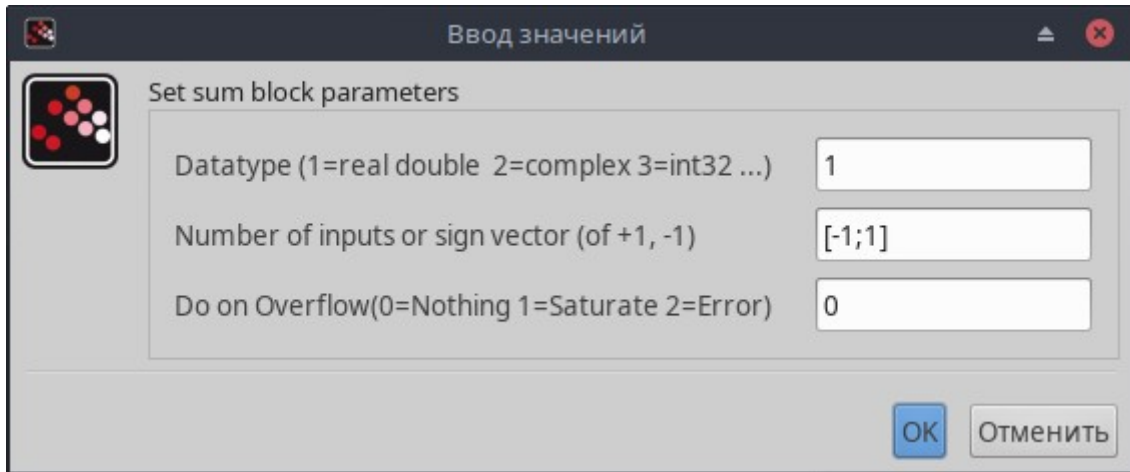


Рис. 19.

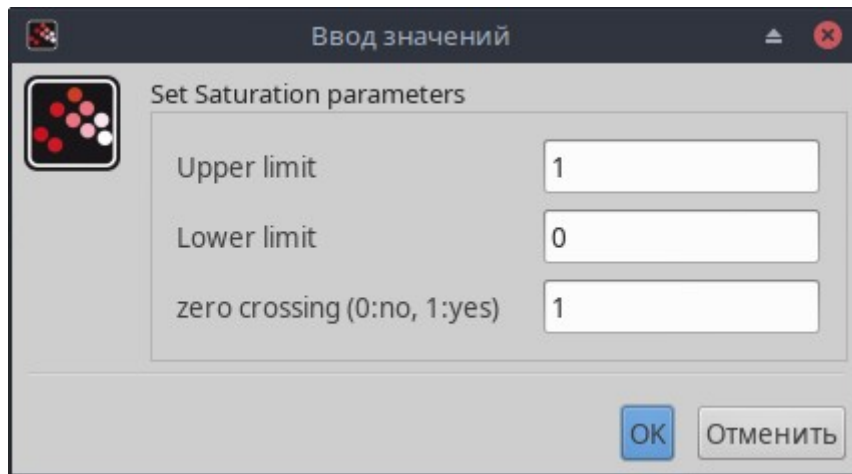


Рис. 20.

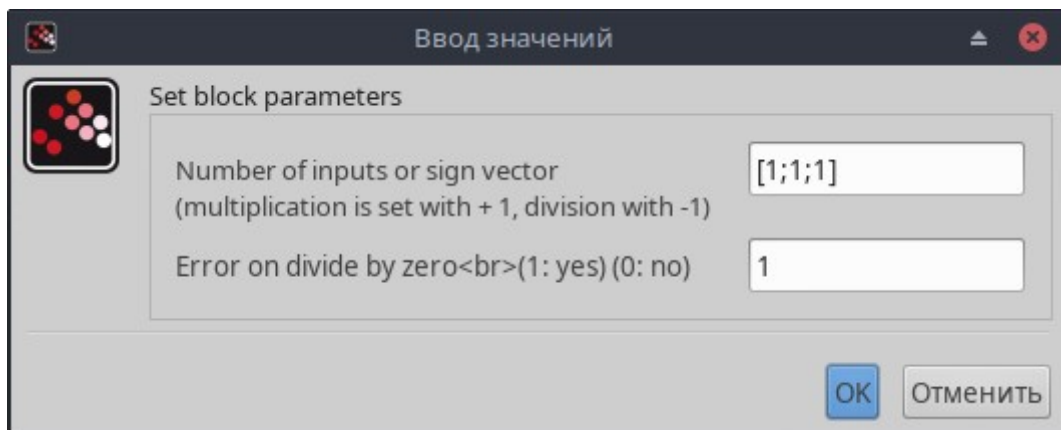


Рис. 21.

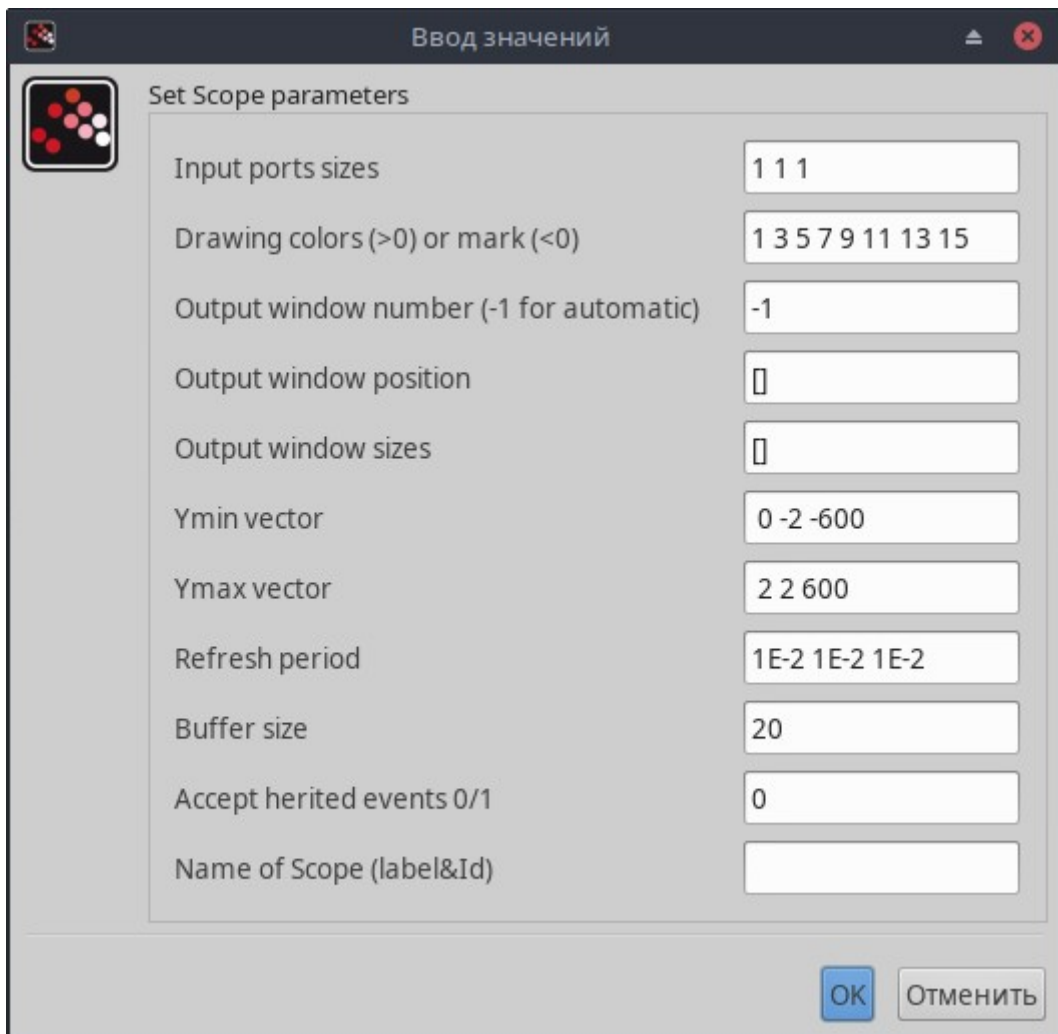


Рис. 22.

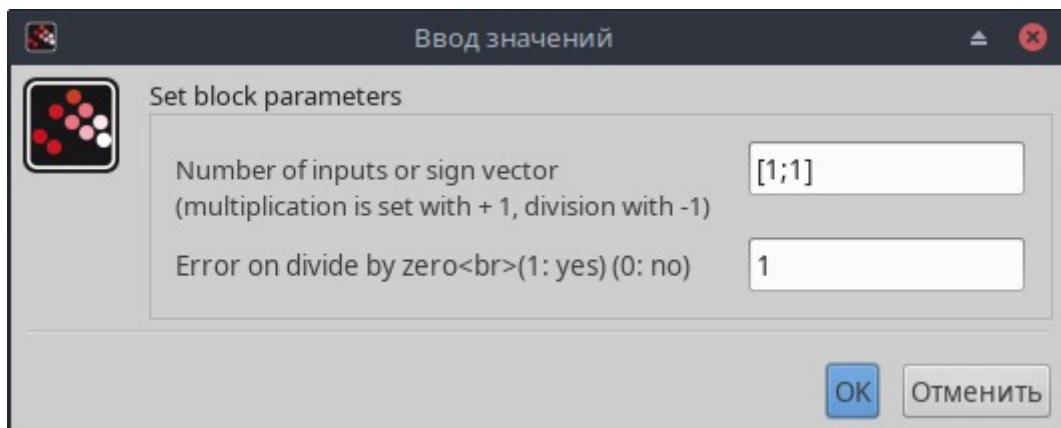


Рис. 23.

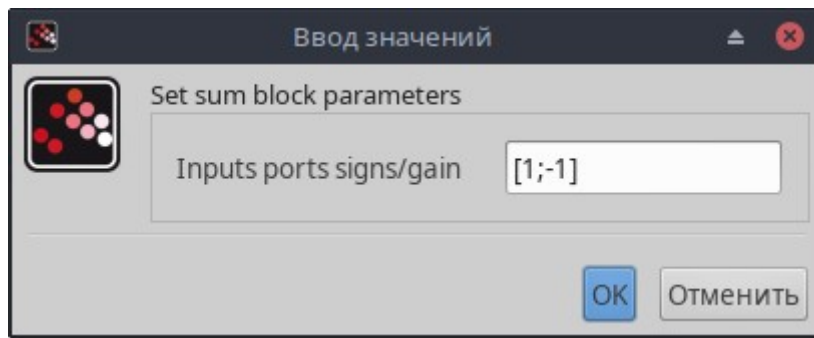


Рис. 24.

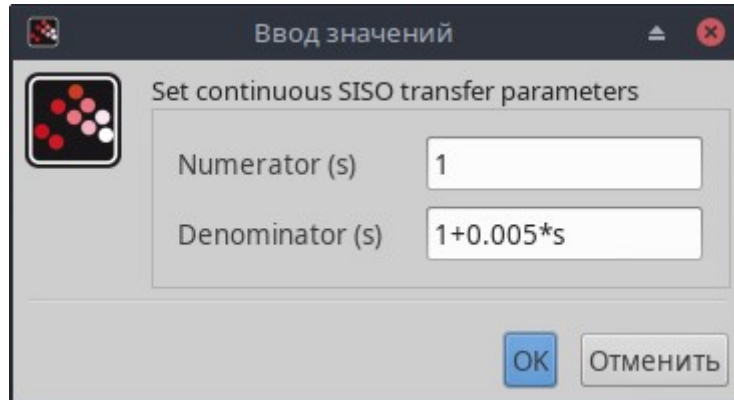


Рис. 25.

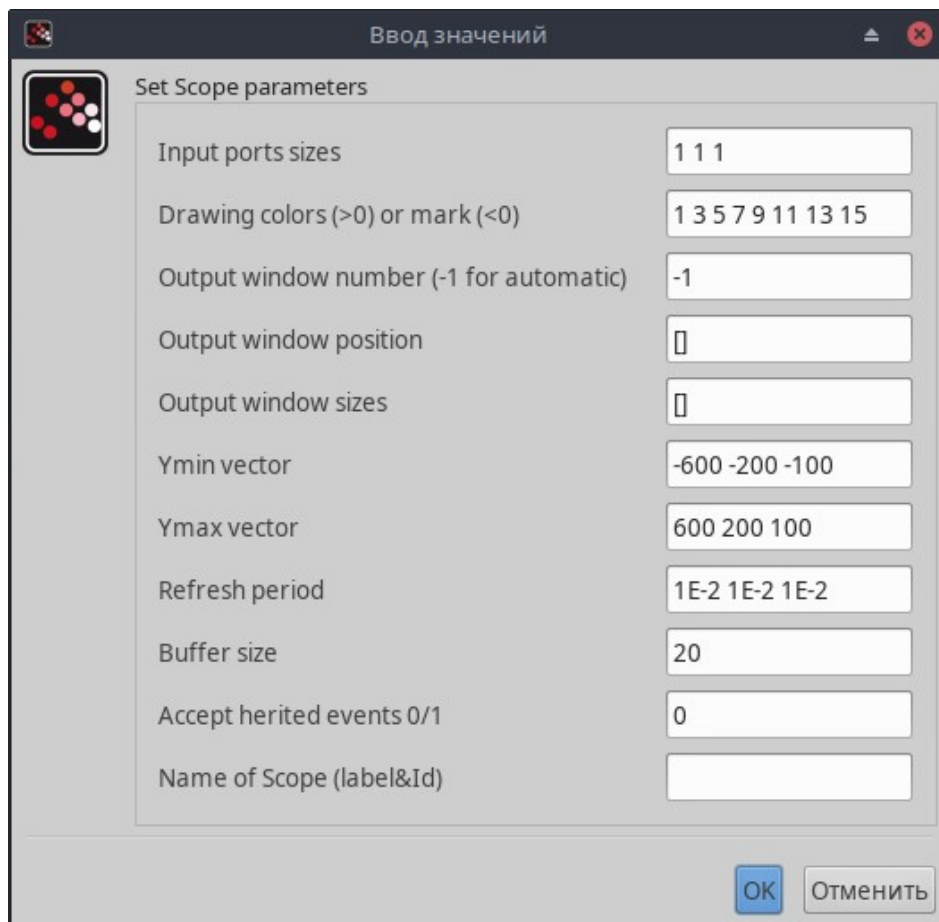


Рис. 26.

Результаты моделирования показаны на рис. 27 и 28.

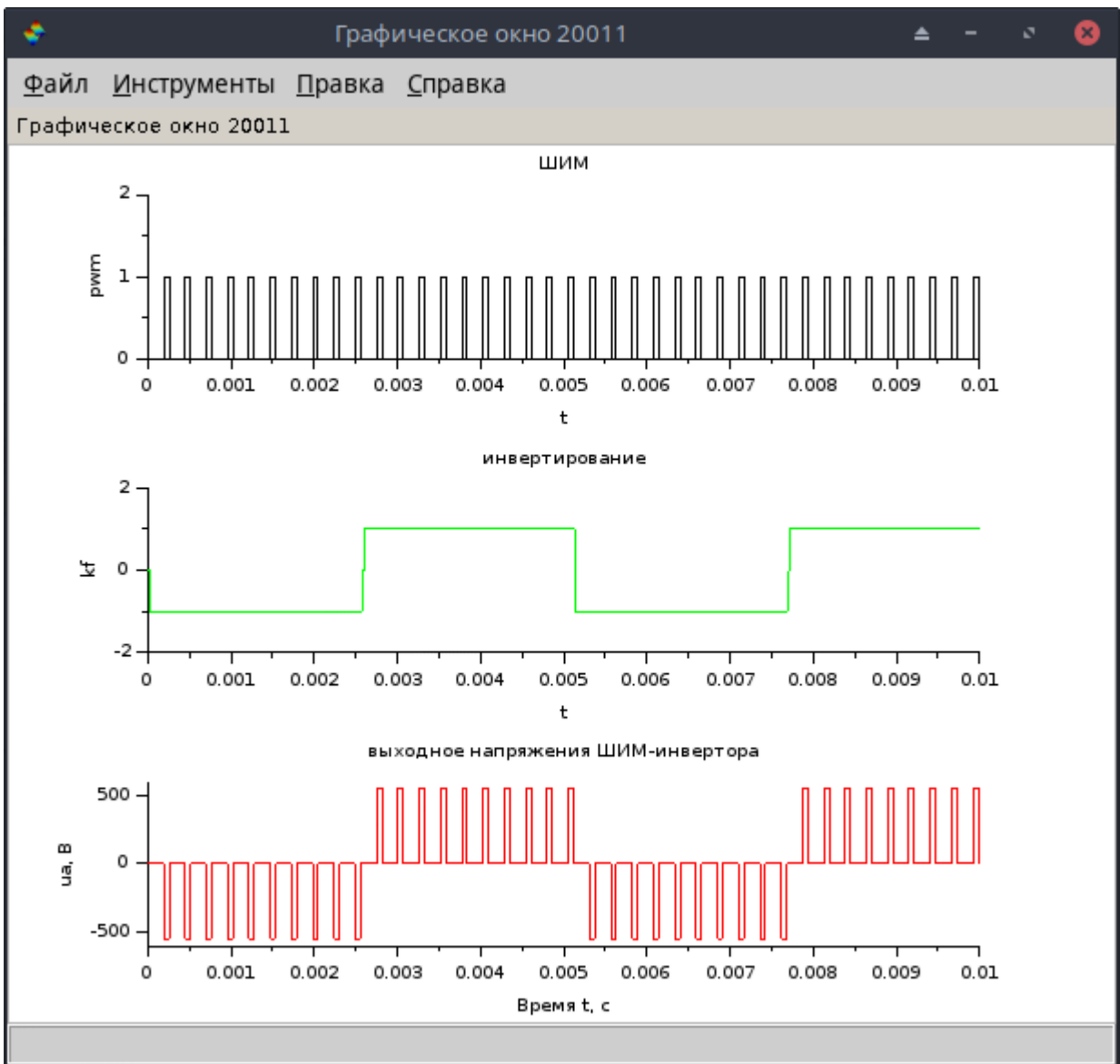


Рис. 27.

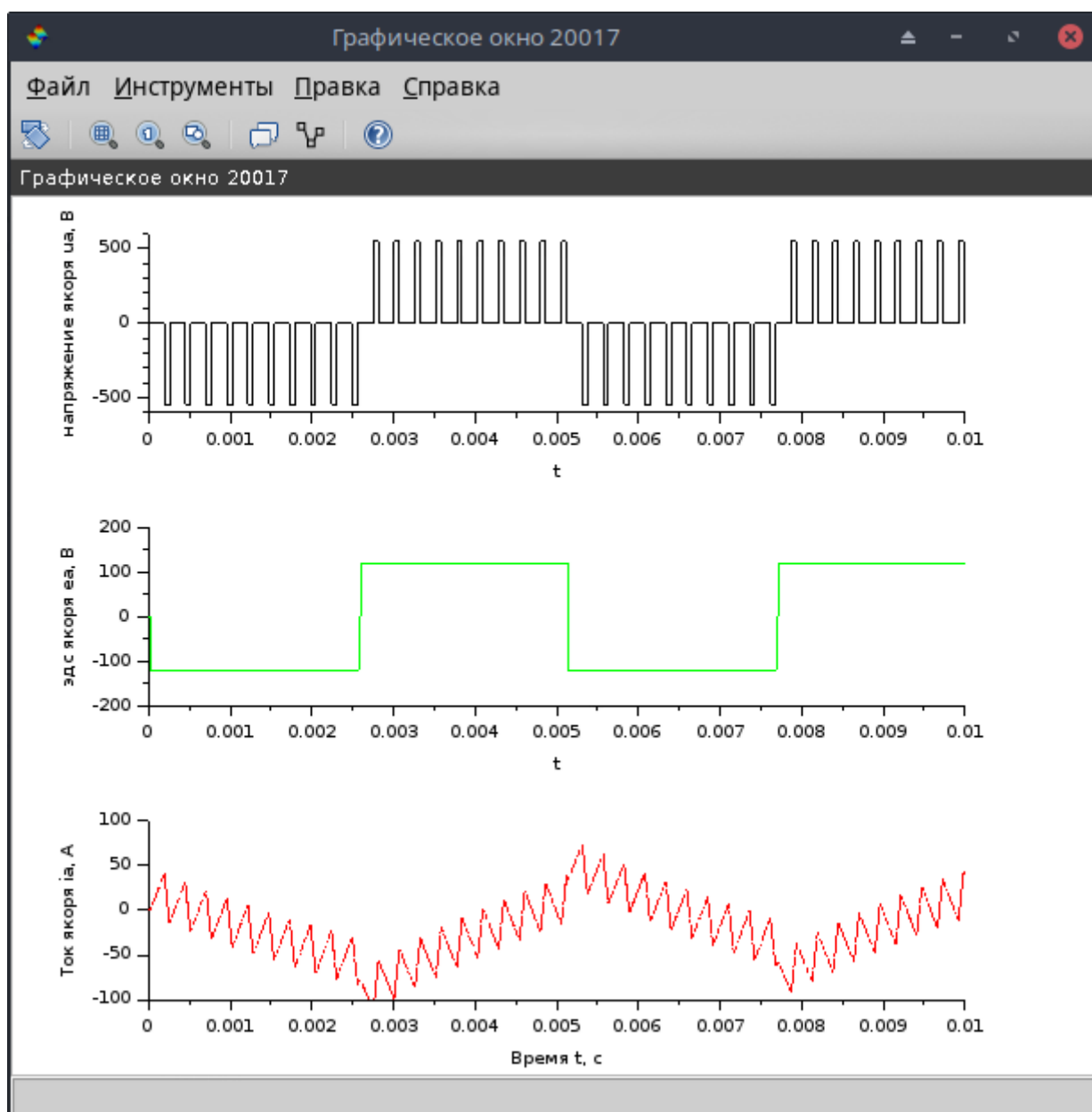


Рис. 28.

Из полученных результатов видно, что форма тока якоря определяется постоянной времени якорной цепи и сильно отличается от прямоугольной. Это будет приводить к ухудшению параметров тягового силового агрегата. Чтобы улучшить форму тока и приблизить её к прямоугольной необходимо применить обратную связь по току якоря. Для этого введём такую обратную связь, как показано на рис. 29 и увидим результат моделирования на рис. 30 и 31. Как видно форма тока приблизилась к прямоугольной.

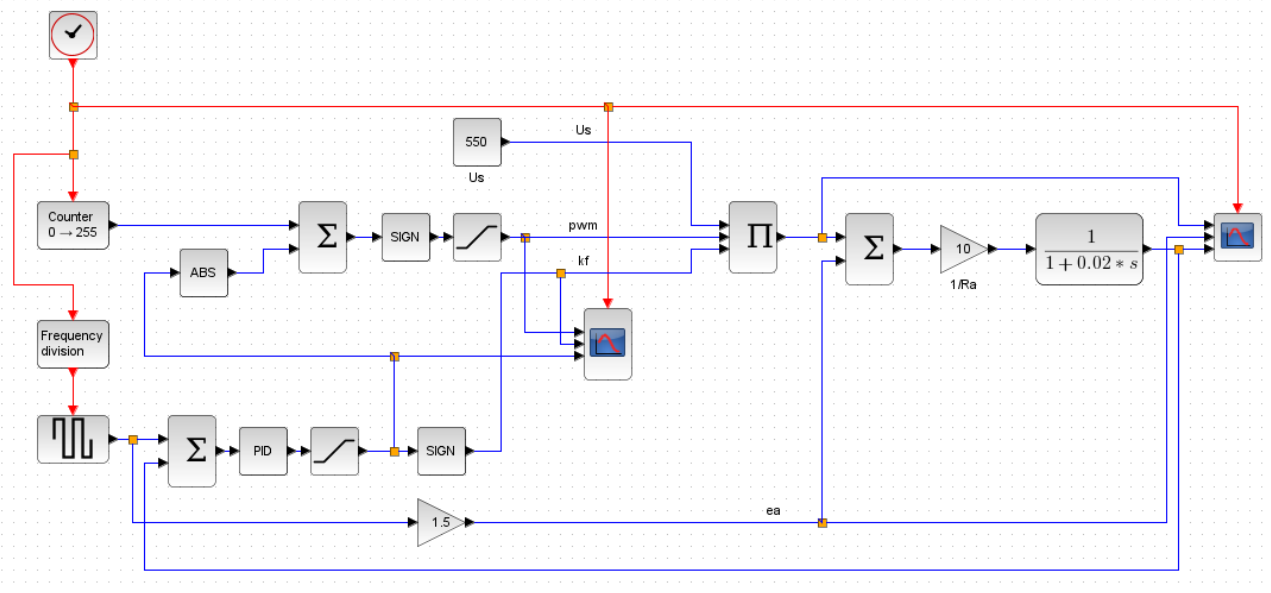


Рис. 29.

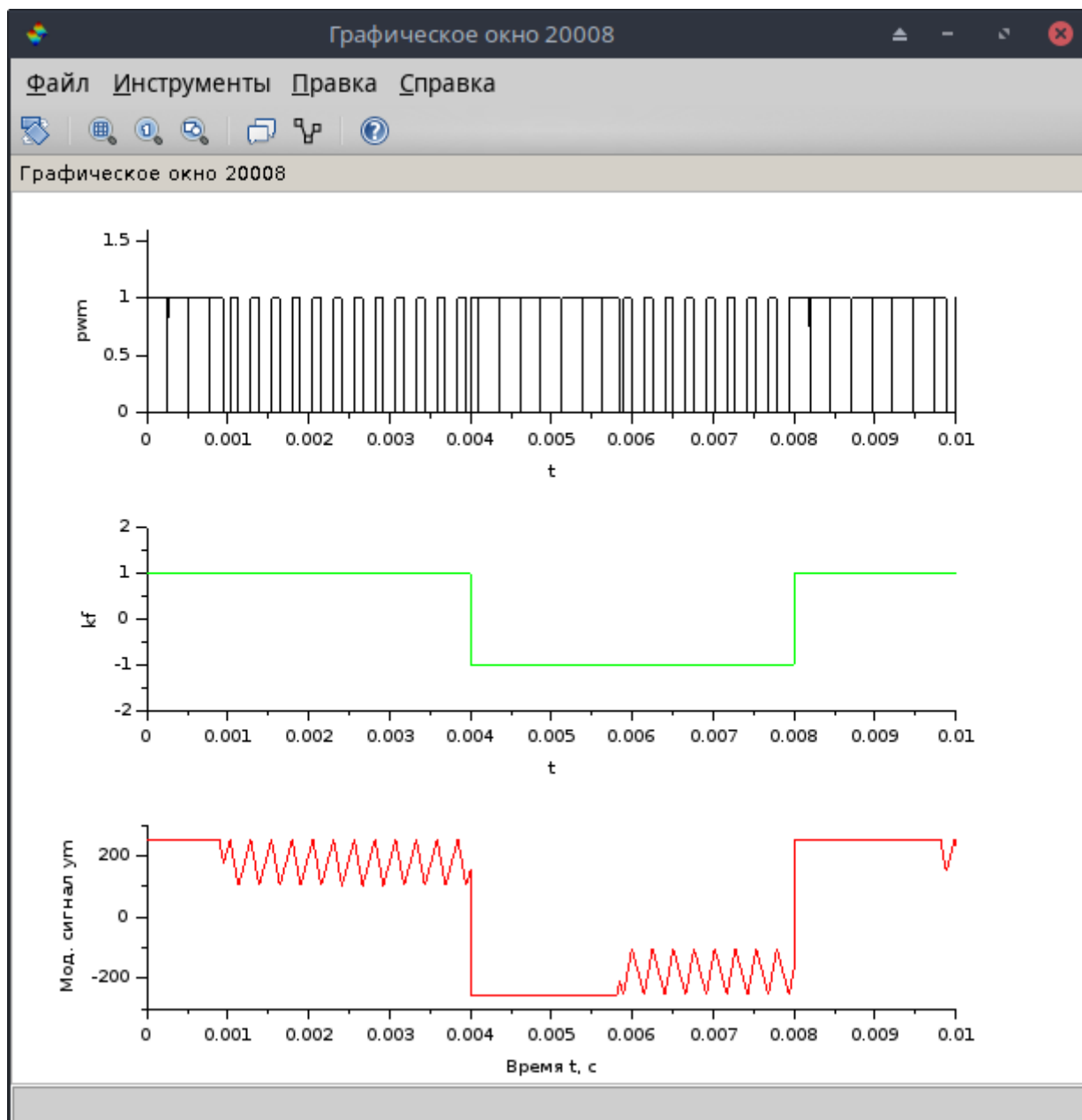


Рис. 30.

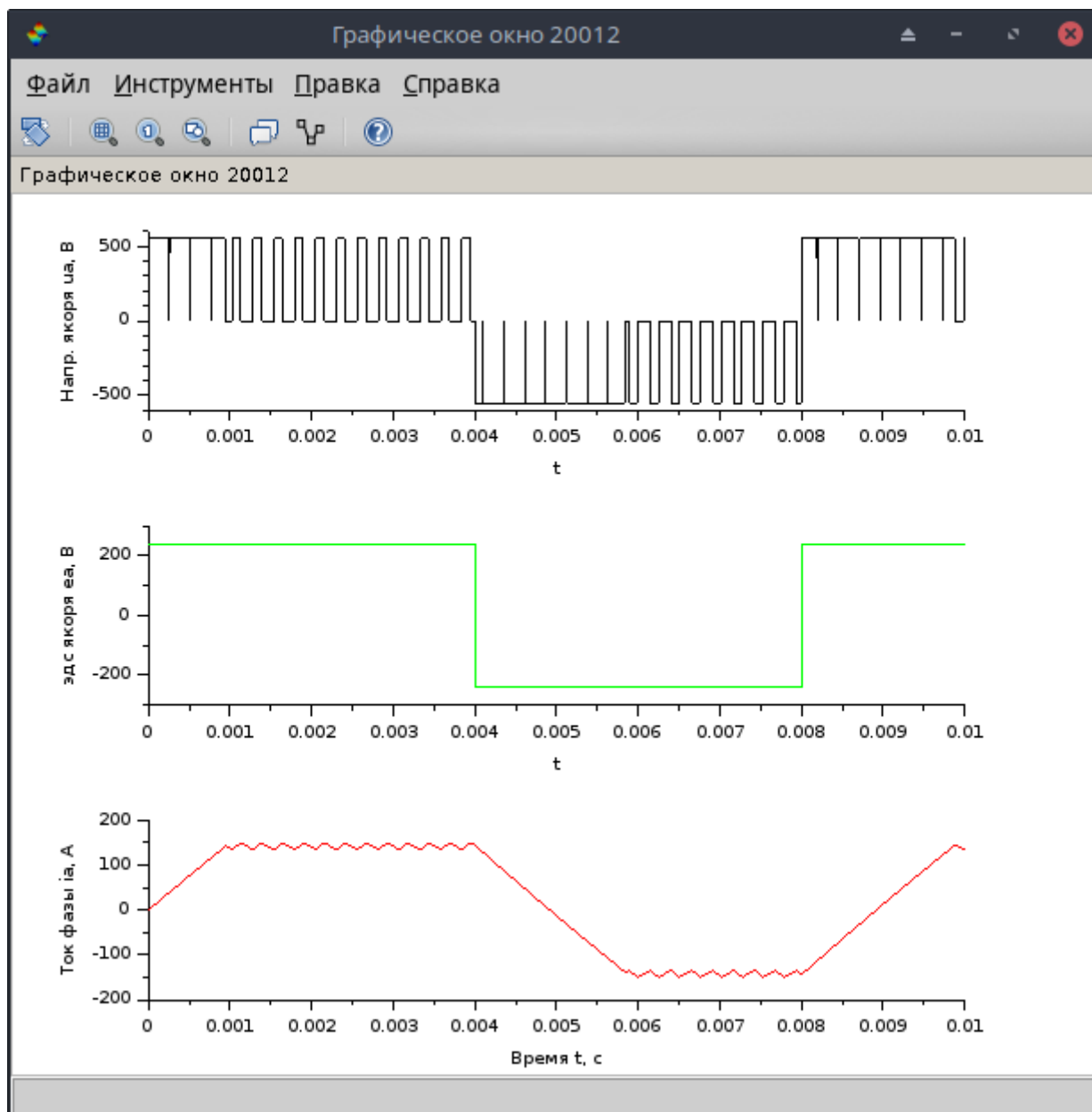


Рис. 31.

Теперь рассмотрим синусоидальную модуляцию в одной фазе инвертора без обратной связи, модель которой приведена на рис. 32.

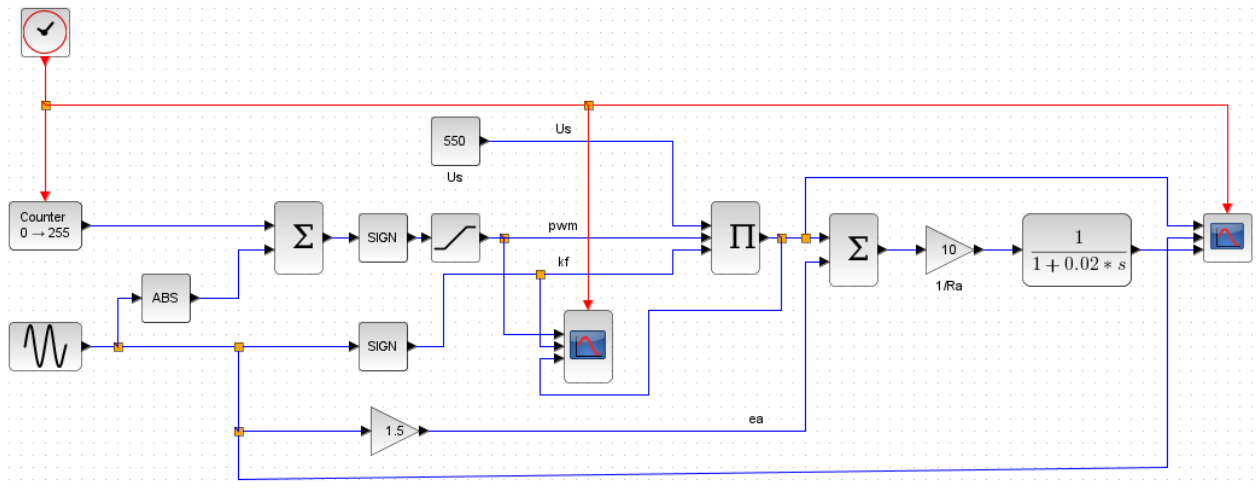


Рис. 32.

В результатах моделирования, представленных на рис. 33 и 34 видим большой фазовый сдвиг тока фазы якоря от напряжения якоря, что приводит к уменьшению $\cos \varphi$ за счёт увеличенной реактивной составляющей тока якоря. Попробуем исправить этот факт, применив обратную связь по току якоря в соответствии с блок-схемой рис. 35.

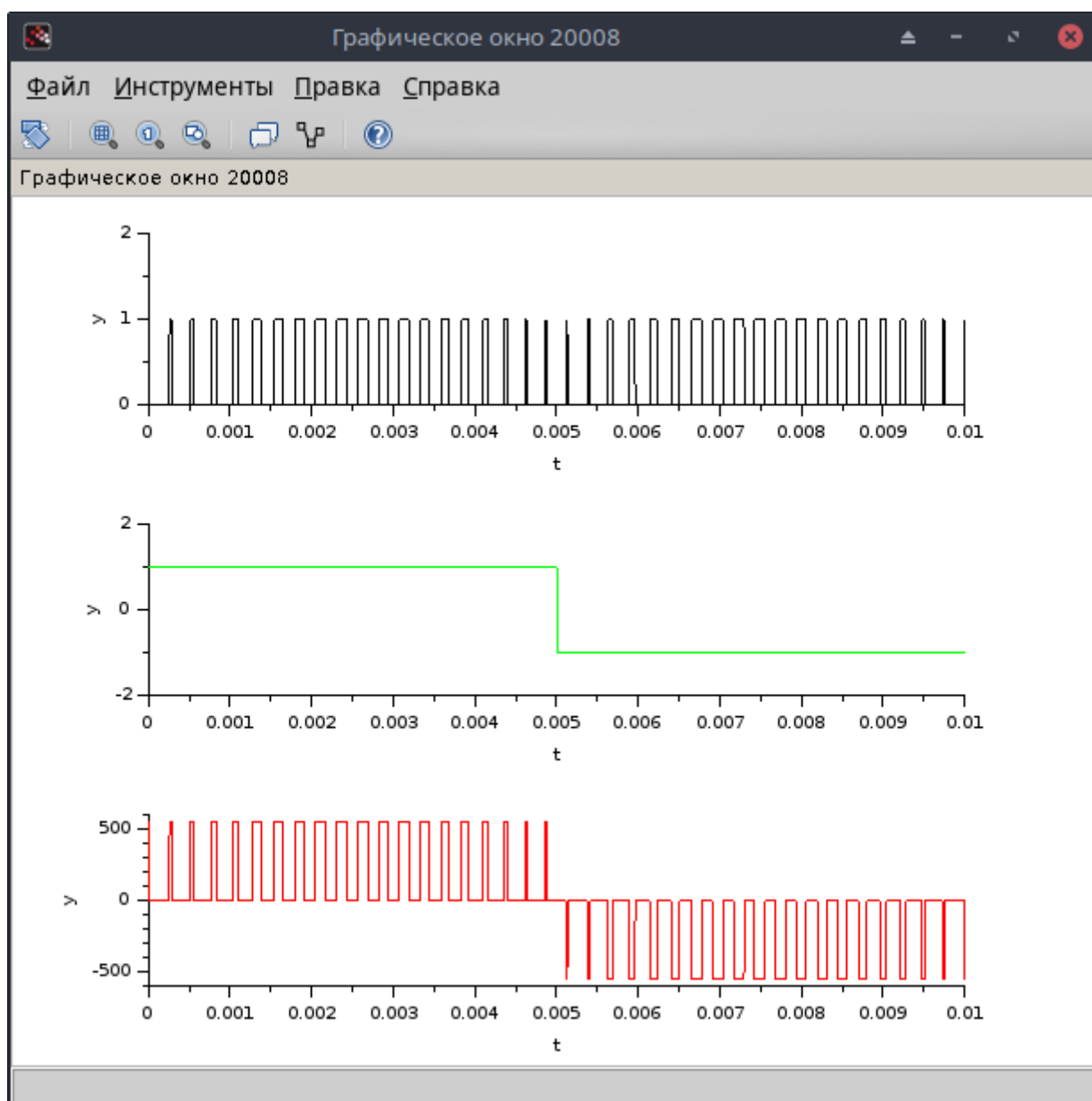


Рис. 33.

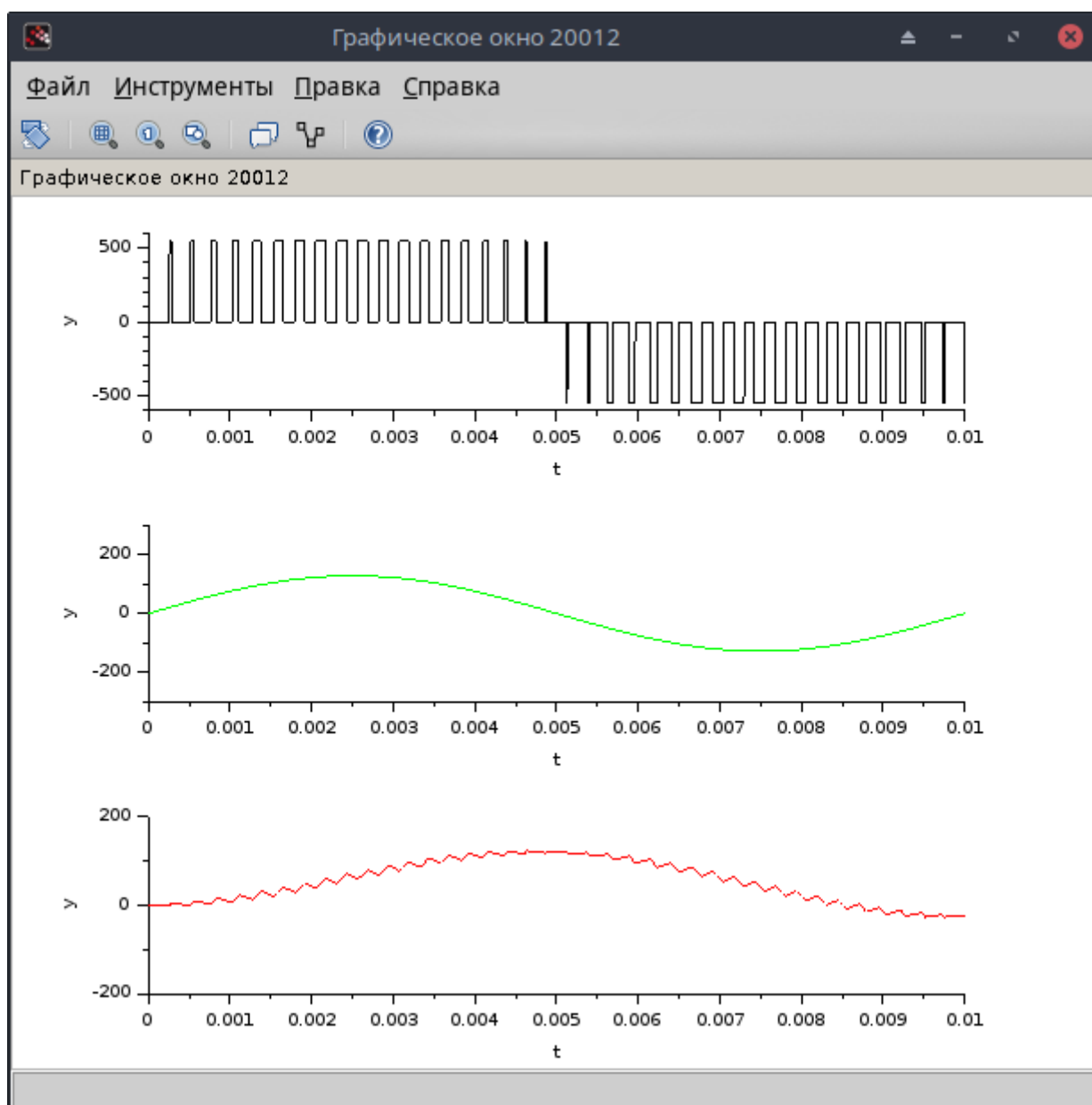


Рис. 34.

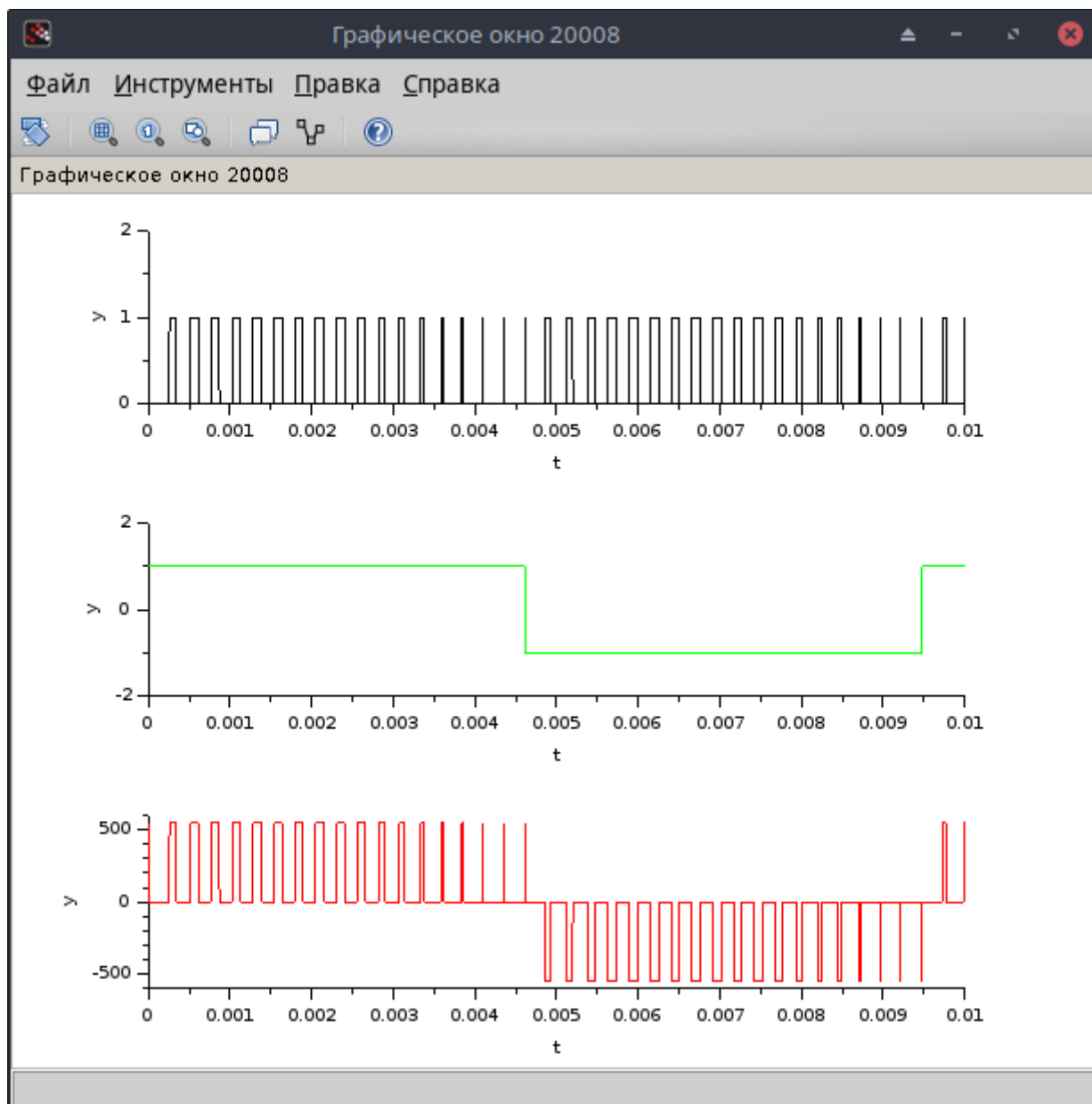


Рис. 36.

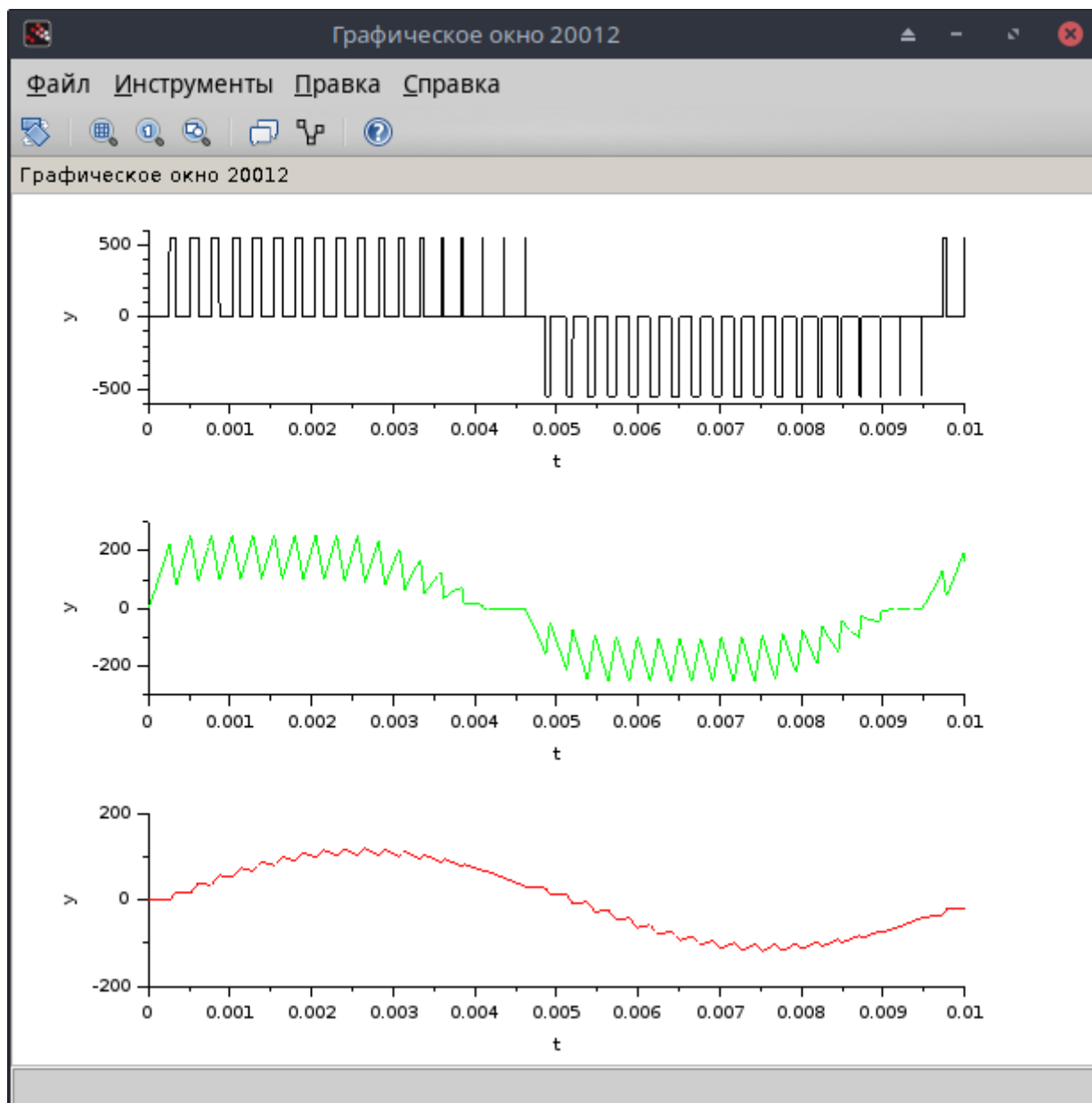


Рис. 37.

Как видно из рис. 37 сдвиг по фазе тока якоря существенно уменьшился.

Теперь рассмотрим трёхфазные ШИМ-инверторы. Блок-схема модели цифрового ШИМ трёхфазного инвертора со 120-градусным управлением приведена на рис. 38, а результат моделирования на рис. 39.

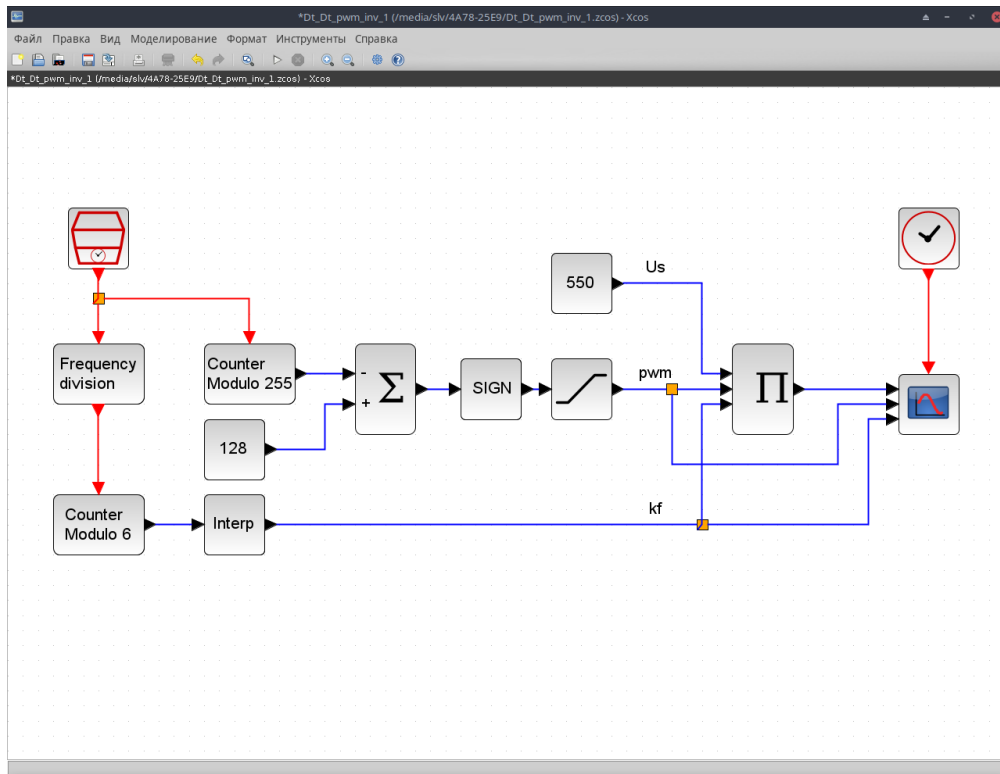


Рис. 38.

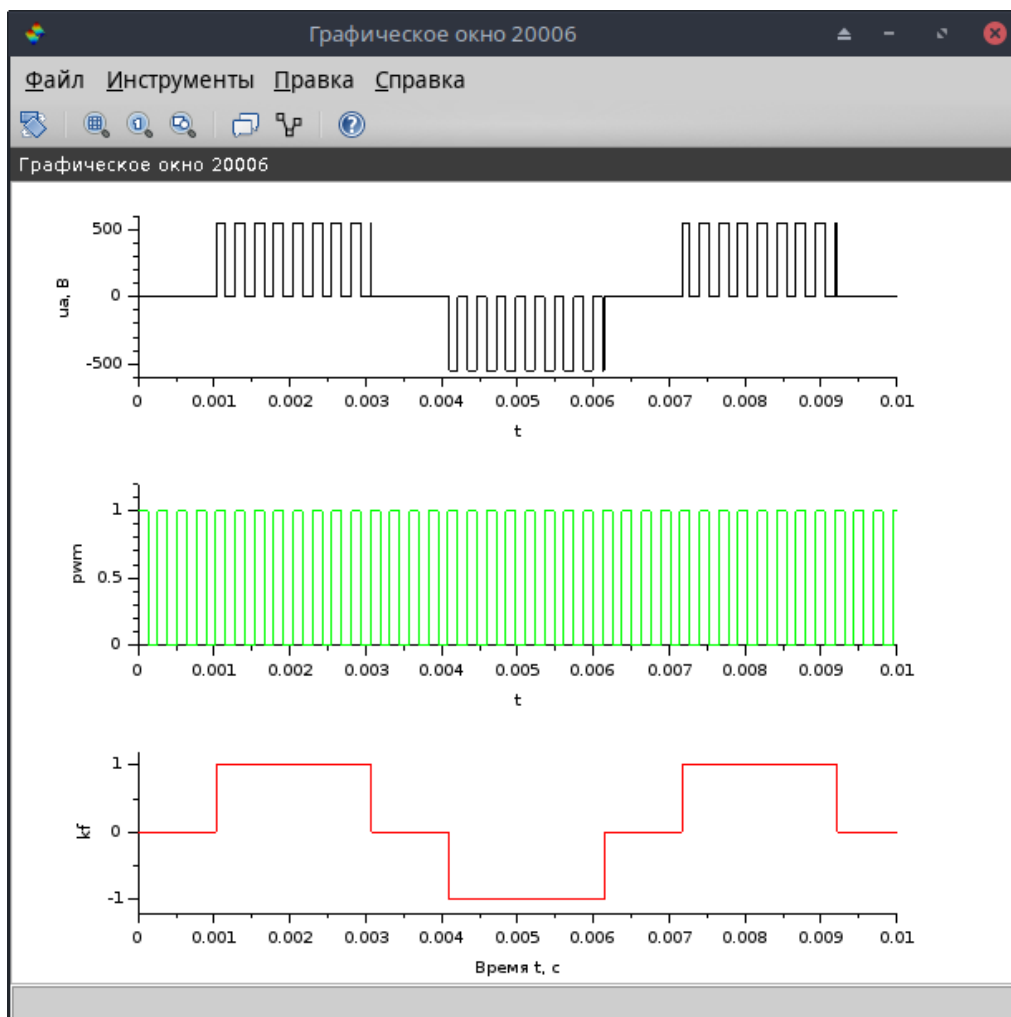


Рис. 39.

Установленные параметры элементов блок-схемы модели ШИМ приведены на рис. 40...47.

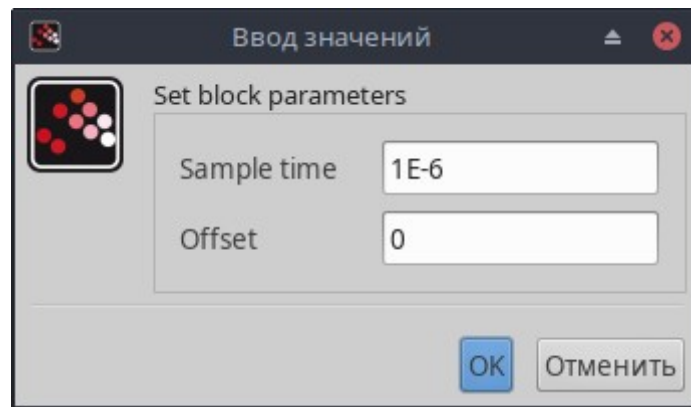


Рис. 40.

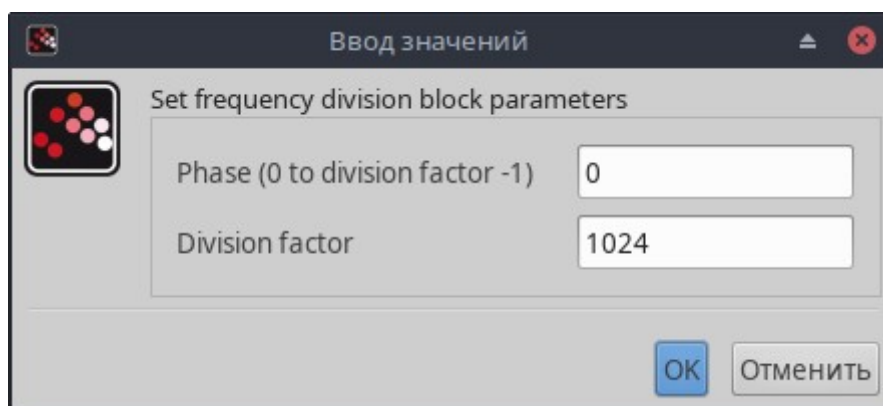


Рис. 41.

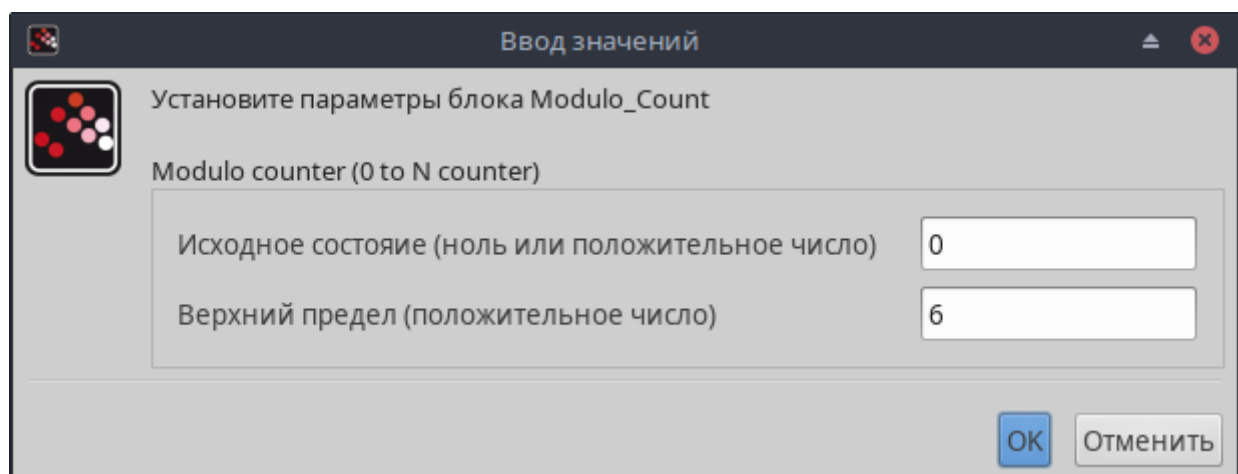


Рис. 42.

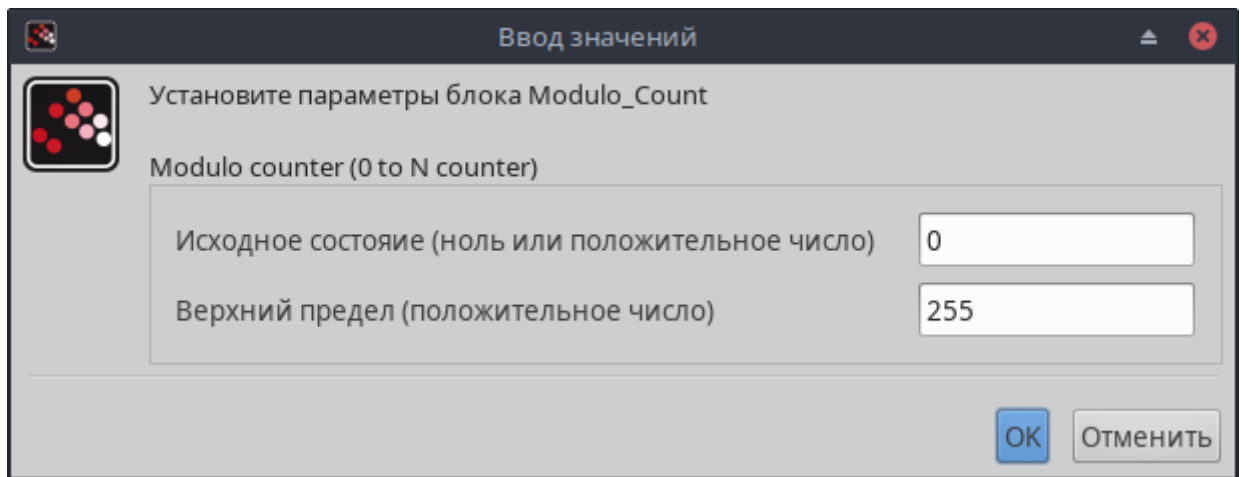


Рис. 43.

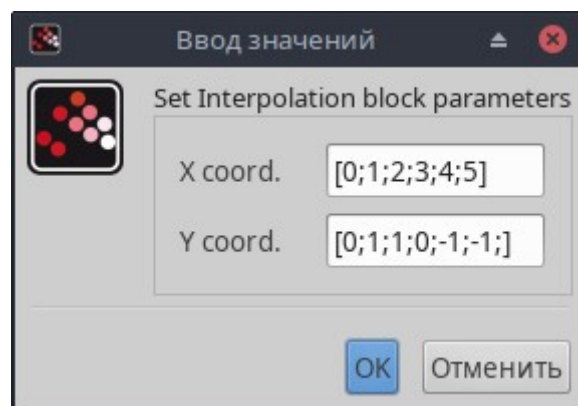


Рис. 44.

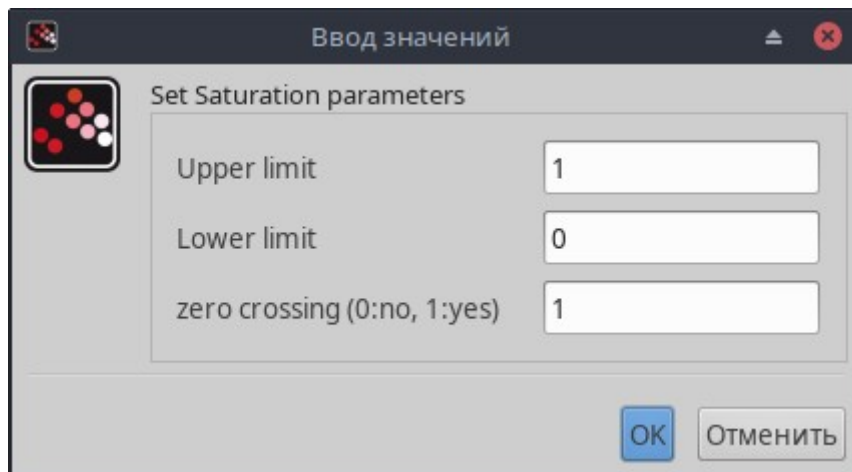


Рис. 45.

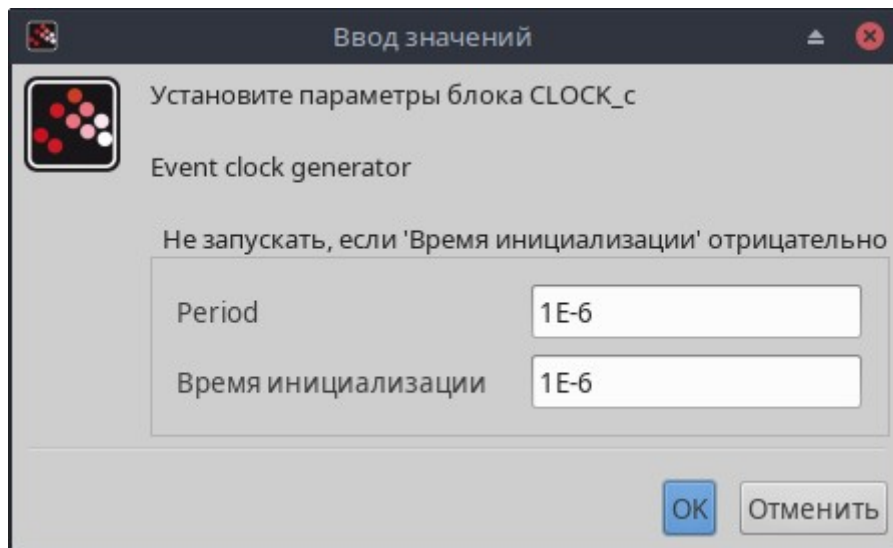


Рис. 46.

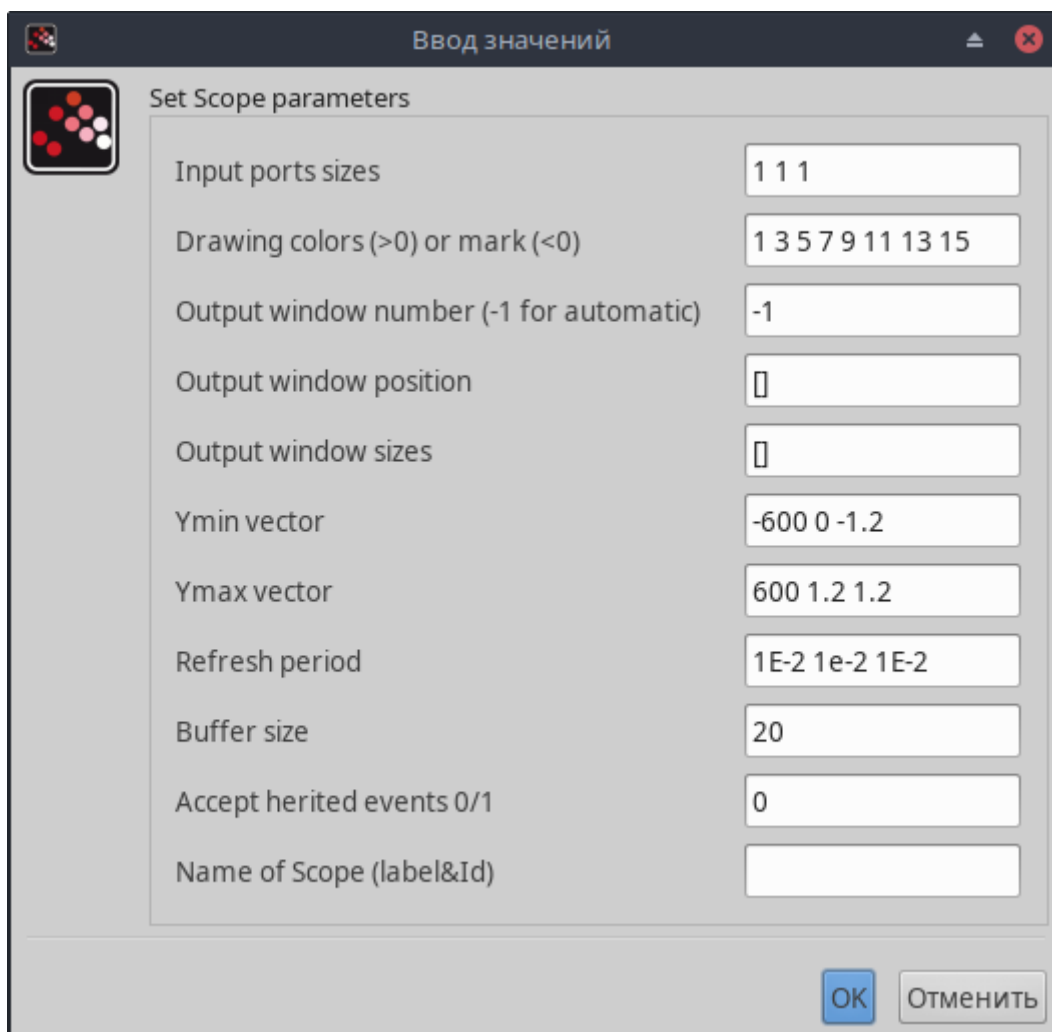


Рис. 47.