

Предлагаемое изобретение относится к электротехнике и может быть использовано для управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии.

Сущность проблемы состоит в том, что напряжение питающей электросети нестабильно. Его отклонение от номинального значения регламентировано [1] в пределах $\pm 10\%$ и вычисляется по формуле

$$\delta U_c = \frac{U_{сф} - U_{сн}}{U_{сн}} \cdot 100\% ,$$

где $U_{сф}$ - фактическое значение действующего напряжения;

$U_{сн}$ - номинальное значение действующего напряжения.

Указанные отклонения напряжения электросетей оказывают неблагоприятное влияние на характеристики полупроводниковых преобразователей.

Известен способ, реализуемый цифровым устройством для управления вентильным преобразователем, заключающийся в загрузке в программируемый таймер числа, соответствующего временной задержке заданного угла управления, непосредственной синхронизации программируемого таймера с напряжением питающей сети за счет формирования на его управляющем входе фронта импульса напряжения, соответствующего уровню логической единицы в момент перехода напряжения питающей сети через нуль, и отсчете после этого загружаемого в таймер числа путем его уменьшения на единицу с приходом каждого импульса от генератора синхронизации [2].

При реализации известного способа цифровым устройством программируемый таймер (ПТ) выполняет функции фазосмещающего устройства (ФСУ). Зависимость угла управления α от числа N , загружаемого в ПТ, при этом будет иметь вид

$$\alpha_1(N) = NT_{\text{ти}} \Omega_c, \quad (1)$$

где $T_{\text{ти}}$ - период следования тактовых импульсов на выходе генератора синхронизации;

Ω_c - угловая частота напряжения питающей сети

Зависимость (1) называется фазовой характеристикой ФСУ. Она имеет линейный характер и приведена на фиг.1 (кривая 1) в относительных единицах

$$A_1^* = N_1^*, \quad (2)$$

здесь

$$A_1^* = \alpha_1(N)/\pi; \quad (3)$$

$$N_1^* = N/N_{\text{max1}}, \quad (4)$$

а максимальное значение числа N , в данном случае, будет определяться выражением $N_{\text{max1}} = T_c/2T_{\text{ти}}$, где T_c - период напряжения питающей сети.

При работе полупроводникового преобразователя (однофазный мостовой полууправляемый выпрямитель) на активно-индуктивную нагрузку, среднее значение выпрямленного напряжения будет описываться выражением

$$U_{d\phi 1} = \frac{U_{\text{мф}}}{\pi} (\cos N T_{\text{ти}} \Omega_c + 1), \quad (5)$$

где $U_{\text{мф}}$ - амплитудное значение фактического напряжения питающей сети.

Регулировочная характеристика в этом случае будет иметь вид

$$U_{\phi 1}^* = \frac{U_c^*}{2} (\cos N_1^* \pi + 1), \quad (6)$$

здесь

$$U_{\phi 1}^* = U_{d\phi 1}/U_{d\text{maxн}}, \quad (7)$$

где $U_{d\text{maxн}}$ - максимальное значение выпрямленного напряжения ($\alpha = 0$) при номинальном значении напряжения питающей сети

$U_{d\text{maxн}} = 2 U_{\text{мн}}/\pi$;

$U_{\text{мн}}$ - амплитудное значение номинального напряжения питающей сети, а

$$U_c^* = U_{сф}/U_{сн} \quad (8)$$

Выражение (6) свидетельствует о нелинейности регулировочной характеристики и ее зависимости от напряжения питающей сети. Таким образом, при изменениях напряжения питающей сети будет изменяться и регулировочная характеристика полупроводникового преобразователя. Сказанное выше подтверждает расчет регулировочной характеристики, выполненный для трех значений U_c^* , равных 0,9; 1,0; 1,1. Графики полученных зависимостей приведены на фиг.1 (семейство кривых 2).

Недостатком известного способа, реализованного цифровым устройством, является то, что он не обеспечивает линейности регулировочной характеристики полупроводникового преобразователя и ее инвариантности к изменениям напряжения питающей сети, что согласно [3] затрудняет использование данного способа в замкнутых системах авторегулирования.

Наиболее близким техническим решением является выбранный в качестве прототипа способ прямого микропроцессорного управления тиристорным преобразователем [4]. В соответствии с этим способом в ПТ осуществляют запись некоторого числа i , начиная с момента перехода напряжения питающей сети через нуль, производят отсчет этого числа путем уменьшения его на единицу с приходом каждого из тактовых импульсов, частота следования которых пропорциональна модулю напряжения питающей сети, по окончании отсчета числа производят формирование управляющих импульсов тиристорами. Причем число до записи в ПТ преобразуют в соответствии с выражением

$$F(N) = N_{\max 2} - N, \quad (9)$$

где $N_{\max 2}$ - максимальное значение числа N , определяемое исходя из номинального значения напряжения питающей сети

$$N_{\max 2} = 2 U_{\text{мн}} / \pi \Delta U, \quad (10)$$

ΔU - параметр функционального преобразователя, обеспечивающего изменение частоты тактовых импульсов пропорционально модулю напряжения питающей сети.

Известное устройство, выбранное в качестве прототипа, содержит микроЭВМ с ПТ, управляющий вход которого подключен к первому выходу блока связи с сетью, а выход - через формирователь импульсов - к первому входу распределителя импульсов и к первому входу блока связи с сетью, второй вход которого и вход функционального преобразователя предназначены для подключения к шинам напряжения питающей сети, второй выход блока связи с сетью подключен ко второму входу распределителя импульсов, выход функционального преобразователя подключен ко входу синхронизации ПТ, а выходы распределителя импульсов через выходные каскады подключены к управляющим электродам соответствующих тиристоров [4].

Фазовая характеристика ФСУ, реализованного на ПТ, при таком способе управления и с учетом возможных изменений напряжения питающей сети будет иметь вид

$$\alpha_2(N) = \arccos \left(1 - \frac{2 U_{\text{мн}}}{U_{\text{мф}}} + N \frac{\pi \Delta U}{U_{\text{мф}}} \right), \quad (11)$$

или в относительных единицах

$$A_2^* = \frac{1}{\pi} \arccos [1 - 2(1 - N_{\text{н}2}^*) / U_{\text{с}}^*], \quad (12)$$

здесь

$$A_2^* = \alpha_2(N) / \pi; \quad (13)$$

$$N^* = N / N_{\max 2}. \quad (14)$$

Результаты расчета данной фазовой характеристики выполнены для трех значений $U_{\text{с}}^*$, равных 0,9; 1,0; 1,1 и представлены на фиг.2 (семейство кривых 1).

При работе полупроводникового преобразователя (однофазный мостовой полупроводниковый выпрямитель) на активно-индуктивную нагрузку среднее значение выпрямленного напряжения будет определяться выражением

$$U_{\text{дф}2} = 2 / \pi (U_{\text{мф}} - U_{\text{мн}}) + N \Delta U. \quad (15)$$

Регулировочная характеристика в этом случае будет иметь вид

$$U_{\text{ф}2}^* = U_{\text{с}}^* + N_{\text{н}2}^* - 1, \quad (16)$$

$$\text{где } U_{\text{ф}2}^* = U_{\text{дф}2}^2 / U_{\text{дма}2}.$$

Расчеты регулировочной характеристики по выражению (16) для различных значений $U_{\text{с}}^*$ приведены на фиг 2 (семейство кривых 2).

Недостатком известного способа, реализованного известным устройством, является то, что при их использовании удастся добиться лишь линейности регулировочной характеристики полупроводникового преобразователя, но не исключить влияния на нее изменения напряжения питающей сети.

Кроме того, величина отклонения напряжения на выходе полупроводникового преобразователя при изменении напряжения питающей сети находится в существенной зависимости от числа N . Сказанное выше можно подтвердить следующими рассуждениями. Пусть напряжение питающей сети увеличилось на 10%, тогда напряжение на выходе преобразователя в соответствии с (15) можно представить в виде $U_{\text{дф}2}(U_{\text{сmax}}) = (0,2 \sqrt{2} U_{\text{сн}}) \pi + N \Delta U$.

При номинальном напряжении питающей сети выходное напряжение преобразователя найдем по выражению $U_{\text{дф}2}(U_{\text{сн}}) = N \Delta U$.

Отклонение напряжения на выходе полупроводникового преобразователя в этом случае можно определить как

$$\delta U_{\text{д}} = \frac{U_{\text{дф}2}(U_{\text{сmax}}) - U_{\text{дф}2}(U_{\text{сн}})}{U_{\text{дф}2}(U_{\text{сн}})} \cdot 100\% =$$

$$= \frac{10\%}{N_{\text{н}}^*}. \quad (17)$$

График зависимости отклонения выходного напряжения полупроводникового преобразователя, рассчитанный по выражению (17), приведен на фиг.3. Из графика видно, что уже при $N_{\text{н}2} = 0,5$ увеличение напряжения питающей сети на 10% вызывает отклонение выходного напряжения преобразователя на 20%, а при уменьшении N значение этого отклонения стремительно возрастает.

Таким образом использование известного способа, реализованного известным устройством для управления полупроводниковыми преобразователями, преобразующими электроэнергию электрических сетей общего назначения, становится практически невозможным.

Задачей предлагаемого изобретения является улучшение регулировочной характеристики

полупроводникового преобразователя путем обеспечения ее инвариантности по отношению к изменениям напряжения питающей сети.

Поставленная задача решается при помощи того, что в способе прямого микропроцессорного управления полупроводниковым преобразователем электроэнергии, включающем запись в таймер числа, предварительно преобразованного по выражению $F(N) = N_{\max} - N$, где N_{\max} - максимальное значение числа, которое может быть записано в таймер, отсчет этого числа, начиная с момента синхронизации с напряжением питающей сети, путем уменьшения его на единицу с приходом каждого из тактовых импульсов, частота следования которых пропорциональна модулю напряжения питающей сети, и формирование, по окончании отсчета числа, управляющих импульсов тиристорами, согласно изобретению, число N_{\max} определяют равным количеству тактовых импульсов, сформированных за время действия одной полуволны фактического напряжения питающей сети.

Поставленная задача решается также при помощи того, что в устройстве для прямого микропроцессорного управления полупроводниковым преобразователем электроэнергии, содержащем задатчик сигналов управления, подключенный к соответствующим входам таймера, выход таймера через первый формирователь импульсов подключен к первому входу распределителя импульсов, выходы которого через выходные каскады подключены к соответствующим управляющим входам полупроводникового преобразователя, блок связи с сетью, первый вход которого подключен к выходу первого формирователя импульсов, а второй вход соединен с выводами для подключения питающей сети, куда также подключен вход функционального преобразователя модуля напряжения в частоту, первый выход блока связи с сетью соединен с первым управляющим входом таймера, а второй выход - со вторым входом распределителя импульсов, выход функционального преобразователя подключен к синхровходам таймера, второй выход блока связи с сетью соединен со вторым управляющим входом таймера непосредственно, а с третьим управляющим входом таймера - через инвертор, кроме того второй выход блока связи с сетью подключен к прямому и инверсному входам введенных второго и третьего формирователей импульсов соответственно, выходы второго и третьего формирователей импульсов подключены ко входам программируемого контроллера прерываний, подключенного соответствующим образом к задатчику сигналов управления.

Именно подсчет при помощи таймера числа тактовых импульсов, сформированных за время действия одной полуволны питающего напряжения, позволяет согласно способу производить предварительные преобразования числа N , исходя из фактического значения напряжения, а не из номинального, это и обеспечивает решение поставленной задачи, т.е. улучшает регулировочную характеристику полупроводникового преобразователя. Таким образом можно сделать вывод, что заявляемые изобретения связаны между собой единым изобретательским замыслом.

Сопоставительный анализ заявляемых технических решений с прототипами показывает, что предложенные способ и устройство обеспечивают инвариантность выходного напряжения полупроводникового преобразователя к изменениям напряжения питающей сети во всем диапазоне изменения управляющего сигнала. Таким образом заявляемые способ и устройство соответствуют критерию изобретения "новизна".

При изучении других известных технических решений в данной области техники признаки, отличающие заявляемые решения от прототипов, не были выявлены, и поэтому они обеспечивают заявляемым техническим решениям соответствие критерию "существенные отличия".

На фиг. 1-4 приведены характеристики аналога, прототипа и заявляемого устройства; на фиг.5 - функциональная схема заявляемого устройства; на фиг.6 и 7 - примеры реализации функционального преобразователя и распределителя импульсов; на фиг.8 - временные диаграммы работы устройства; на фиг.9 - блок-схема алгоритма работы устройства.

Устройство для прямого микропроцессорного управления полупроводниковым преобразователем электроэнергии (фиг.5) содержит задатчик 1 сигналов управления, программируемый таймер 2, имеющий с задатчиком 1 общую шинную организацию за счет шины адреса AB, подключаемой к A0, A1 и \overline{CS} входам, шины управления CB, подключаемой к \overline{RD} и \overline{WR} входам, и шины данных DB, подключаемой к D0-D7 входам, программируемый контроллер 3 прерываний, так же имеющий с задатчиком 1 общую шинную организацию за счет шины адреса AB, подключенной к A0 и \overline{CS} - входам, шины управления CB, подключаемой к \overline{RD} , \overline{WR} , INT и \overline{INTA} - входам и шины данных DB, подключаемой к D0 - D7 - входам, управляющий GATE0 - вход первого канала таймера 2 подключен к первому выходу блока 4 связи с сетью, выход OUT0 этого канала таймера 2 через первый формирователь 5 импульсов подключен к первым входам распределителя 6 импульсов и блока 4 связи с сетью, второй вход блока 4 связи с сетью и вход функционального преобразователя 7 подключены к выводам для подключения питающей сети, второй выход блока 4 связи с сетью подключен ко второму входу распределителя импульсов 6, к управляющему GATE1 - входу второго канала таймера 2, к прямому входу второго формирователя 8 импульсов и к инверсному входу формирователя 9 импульсов, третий выход блока 4 синхронизации сетью подключен к управляющему GATE2 входу третьего канала таймера 2, все три входа CLK0, CLK1 и CLK2 синхронизации таймера 2 подключены к выходу функционального преобразователя 7, первый и второй выходы распределителя 6 импульсов через выходные каскады 10 и 11 подключены к соответствующим управляющим электродам полупроводникового преобразователя 12, выходы формирователей 8 и 9 импульсов подключены соответственно к IR0 и IR1 входам контроллера 3 прерываний. Блок 4 связи с сетью выполнен в виде согласующего трансформатора 13, вход которого является вторым входом блока 4, а выходы подключены ко входам компаратора 14, выход которого является вторым выходом блока 4, и, кроме того, подключен ко входу инвертора 15, D-входу D-триггера 16 и к первому входу логического элемента И17, второй вход которого подключен к инверсному выходу D-триггера 16, прямой выход D-триггера 16 подключен к первому входу логического элемента ИЛИ18,

выход которого подключен к С-входу D-триггера 16, выход инвертора 15 является третьим выходом блока 4, и кроме того подключен к D-входу D-триггера 19 и к первому входу логического элемента И20, ко второму входу которого подключен инверсный выход D-триггера 19, прямой выход D-триггера 19 подключен к первому, входу логического элемента ИЛИ21, выход которого подключен к С-входу D-триггера 19, вторые входы логических элементов ИЛИ18 и 21 объединены в общую точку и образуют первый вход блока 4, выходы логических элементов И17, И20 подключены ко входам логического элемента ИЛИ22, выход которого является первым выходом блока 4 связи с сетью. Функциональный преобразователь 7 (фиг.6) выполнен в виде согласующего трансформатора 23, вход которого является входом преобразователя 7, выход трансформатора 23 через выделитель модуля 24 подключен ко входу преобразователя 25 напряжение - частота, выход которого является выходом функционального преобразователя 7. Распределитель 6 импульсов (фиг.7) выполнен в виде двух логических элементов И26 и ЗАПРЕТ 27, первый вход логического элемента И26 и прямой вход логического элемента ЗАПРЕТ 27 объединены в общую точку и образуют первый вход распределителя 6, второй вход логического элемента И26 объединен в общую точку с инверсным входом логического элемента ЗАПРЕТ 27, и они образуют второй вход распределителя 6, выходы логических элементов И26 и ЗАПРЕТ 27 являются соответственно первым и вторым выходами распределителя 6 импульсов,

В качестве задатчика 1 сигналов управления может быть использован управляющий микроконтроллер "Электроника К1-20" (ХвоцО.Г., Волынский Н.Н., Попов Е.А. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления. Л., 1987, с. 535-536).

Программируемый таймер 2 может быть реализован на микросхеме КР580ВИ53 (Там же, с. 82-85).

Программируемый контроллер 3 прерываний может быть реализован на микросхеме КР580ВН59 (Там же, с. 95-99).

Компаратор 14 может быть реализован на микросхеме К554СА3 (Интегральные микросхемы. Справочник. Под ред. Б.В.Тараб-рина. М., 1985, с. 463-465).

Логические элементы И, ИЛИ, НЕ, ЗАПРЕТ, D-триггеры и формирователи импульсов могут быть реализованы на микросхемах серии К155 (Там же, с. 58-81).

Выделитель 24 модуля может быть реализован на операционных усилителях (Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС. М., 1985, с. 241-243, рис. 9.6).

Преобразователь 25 напряжение-частота также может быть выполнен на операционных усилителях (Применение прецизионных аналоговых микросхем. А.Г.Алексенко, Е.А.Колобет, Г.И.Стародуб. - М., 1985. - С 134-137.-Рис. 3.1,3.2).

Выходные каскады 10 и 11 могут быть реализованы по известным схемам (Преобразовательная техника / В.С.Руденко, В.И.Сенько, И.М.Чиженко. - Киев, 1983. - С. 418-425. - Рис. 7.17, 7.18, 7.20).

Способ прямого микропроцессорного управления полупроводниковым преобразователем электроэнергии заключается в том, что реализацию расчетного времени запаздывания импульса управления тиристором относительно момента перехода напряжения питающей сети через нуль осуществляют при помощи программируемого таймера. Причем число N до записи в таймер предварительно преобразуют в соответствии с выражением

$$F(N) = N_{\max} - N, \quad (18)$$

а максимальное значение числа N определяют равным количеству тактовых импульсов, сформированных функциональным преобразователем модуль напряжение-частота, за время действия одной полуволны фактического напряжения питающей сети. При этом количество сформированных импульсов оказывается пропорциональным среднему за полупериод напряжению питающей сети и обратно пропорциональным величине ΔU .

параметру функционального преобразователя

$$N_{\max} = \frac{2 U_{\text{мф}}}{\pi \Delta U} \quad (19)$$

С учетом (19) выражение (18) может быть переписано в виде

$$F_{\phi}(N) = \frac{2 U_{\text{мф}}}{\pi \Delta U} - N. \quad (20)$$

Фазовая характеристика в этом случае будет определяться выражением

$$\alpha_{\phi}(N) = \arccos \left(N \frac{\pi \Delta U}{U_{\text{мф}}} - 1 \right), \quad (21)$$

или в относительных единицах

$$A_{\phi}^* = \frac{1}{\pi} \arccos \left(\frac{2 N_{\text{н}}^*}{U_c^*} - 1 \right), \quad (22)$$

здесь $A_{\phi}^* = \alpha_{\phi}(N)/\pi$.

Расчет фазовой характеристики, получаемой при заявляемом способе, так же, как и при исследовании аналога и прототипа, был выполнен для трех значений U_c^* , равных 0,9; 1,0; 1,1 и представлен в виде графиков на фиг.4 (семейство кривых 1).

Выходное напряжение преобразователя, работающего на активно-индуктивную нагрузку, в этом случае будет описываться выражением

$$U_{\text{дф}} = \frac{U_{\text{мф}}}{\pi} (\cos \alpha + 1) = N \Delta U \quad (23)$$

Из (23) следует, что выходное напряжение преобразователя будет определяться лишь параметрами микропроцессорной системы управления и совершенно не зависит от напряжения питающей сети.

Регулировочная характеристика при этом будет иметь вид

$$U_{\phi}^* = N_n^* \quad (24)$$

здесь $U_{\phi}^* = U_{d\phi}/U_{dmaxn}$.

Рассчитанные по (24) регулировочные характеристики представлены на фиг.4 (семейство кривых 2). Из графиков видно, что полученные зависимости линейны и инвариантны к изменениям напряжения питающей сети.

Согласно заявляемому способу устройство работает следующим образом.

До начала процесса управления в соответствии с алгоритмом (фиг.9) в память задатчика 1 сигналов управления производится запись чисел N и M_1 . Число N выбирается из необходимого значения выходного напряжения полупроводникового преобразователя 12

$$N = N_{d\phi 12} / \Delta U_7 \quad (25)$$

Число M_1 может быть любым, но большим, чем $M_{max\phi}$, рассчитанным исходя из максимально-возможного напряжения питающей сети $M_1 > 2 U_{m\phi max} / (\pi \Delta U_7)$.

Далее в соответствии с алгоритмом производится запись числа M_1 в каналы 1 и 2 таймера 2. Каналы таймера 2 работают в режиме вычитающих счетчиков, в которых происходит уменьшение ранее записанного числа M_1 на единицу с приходом каждого из тактовых импульсов, формируемых преобразователем 7, и поступающих на CLK1 и CLK2 входы. На управляющий вход GATE1 поступает сигнал с выхода компаратора 14, соответствующий уровню логической единицы во время действия положительной полуволны питающего напряжения (фиг.8, поз.а,б). На управляющий вход GATE2 поступает сигнал с выхода инвертора 15, соответствующий уровню логической единицы во время действия отрицательной полуволны питающего напряжения (фиг.8, поз.а,в). Таким образом, в каналах 1 и 2 таймера 2 происходит уменьшение начального содержимого (число N) на величину $N_{max\phi}$ за время действия положительной и отрицательной полуволн соответственно. При переходе выходного напряжения трансформатора 13 через нуль из отрицательной области в положительную на выходе компаратора появляется фронт напряжения, по которому срабатывает формирователь 8 (фиг.8, поз.а,б,с). Сигнал с выхода формирователя 8 поступает на IR0 вход контроллера 3. Далее в соответствии с алгоритмом (фиг.9) происходит обработка прерывания и затем из канала 2 таймера 2 производят чтение оставшегося там числа M_2 , которое представляет собой разность чисел M_1 и $N_{max\phi}$. Вычисление $N_{max\phi}$ осуществляется далее при помощи простой операции вычитания:

$$N_{max\phi} = M_1 - M_2 \quad (26)$$

Теперь преобразование числа N перед загрузкой в канал 0 таймера 2 производится с учетом фактического напряжения питающей сети:

$$F_{\phi}(N) = N_{max\phi} - N \quad (27)$$

результат преобразования числа N по выражению (27) записывают в канал 0, а число M_1 опять записывают в канал 2 таймера 2.

Формирование временной задержки, соответствующей углу управления, происходит в канале 0 таймера 2 следующим образом. При изменении знака напряжения на выходе трансформатора 13 с отрицательного на положительный и с положительного на отрицательный (фиг.8, поз.а) сигнал U_{14} на выходе компаратора 14 изменяется от значения логического нуля до значения логической единицы и от значения логической единицы до значения логического нуля соответственно (фиг.8, поз.б). Сигнал, инверсный сигналу U_{14} формируется на выходе инвертора 15 (фиг.8, поз.в). Поскольку в исходном состоянии D-триггера 16 сигнал U_{16} на его инверсном выходе соответствует уровню логической единицы (фиг.8, поз.г), то его произведение, осуществляемое при помощи логического элемента И17, с сигналом U_{14} , соответствующим положительной полуволне напряжения U_{13} , также будет соответствовать уровню логической единицы (фиг.8, поз.к). Сигнал U_{17} с выхода логического элемента И17 через логический элемент ИЛИ22 поступает на вход GATE0 таймера 2 (фиг.8, поз.м). По фронту сигнала U_{22} в канале 0 таймера 2 начинается отсчет ранее записанного числа. Этот отсчет производится путем уменьшения на единицу начального содержимого канала 0 с приходом каждого из импульсов, формируемых преобразователем 7. Частота следования тактовых импульсов на выходе преобразователя 7 изменяется пропорционально модулю напряжения питающей сети

$$f_{тн} = k_{23} k_{25} U_{m\phi} \sin \Omega_c t \quad (28)$$

где k_{23} - коэффициент трансформации трансформатора 23 (фиг.6),

k_{25} - коэффициент пропорциональности преобразователя 25 (фиг.6).

Коэффициенты k_{23} и k_{25} выбирают таким образом, чтобы выполнялось условие

$$k_{25} k_{23} = \Omega_c / \Delta U_7 \pi.$$

По истечении временного интервала

$$\tau = \frac{1}{\Omega_c} \arccos [1 - (F_{\phi}(N) - 1) \frac{\pi \Delta U_7}{U_{m\phi}}] \quad (29)$$

т.е. за один такт до окончания счета, сигнал на выходе OUT0 таймера 2 в течение одного периода $T_{тн7}$ установится соответствующим уровню логического нуля (фиг.8, поз.н). По фронту импульса U_2 формирователь 5 формирует импульсы управления длительностью, необходимой для надежного отпирания тиристоров преобразователя 12 (фиг.8, поз.о). В распределителе 6 (фиг.7) происходит распределение импульсов управления U_5 в соответствии с сигналом U_{14} по выходным каскадам 10 и 11 (фиг.8, поз.п,р). В выходных каскадах 10 и 11 происходит усиление управляющих импульсов и придание им оптимальной

формы, а также осуществляется гальваническая развязка системы управления и силовой части полупроводникового преобразователя.

Таким образом тиристор открывается с углом управления

$$\alpha \arccos \left[N \frac{\pi \Delta U_T}{U_{\text{мф}}} - 1 \right], \quad (30)$$

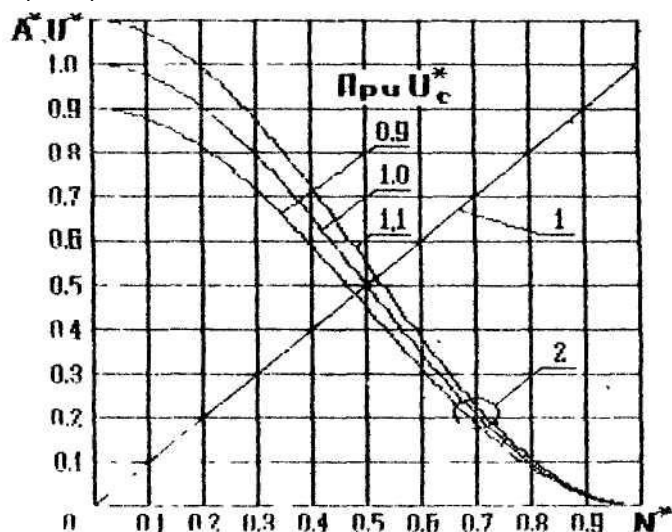
и на выходе полупроводникового преобразователя 12 формируется напряжение, среднее значение которого будет равно

$$U_{12} = N \Delta U_T. \quad (31)$$

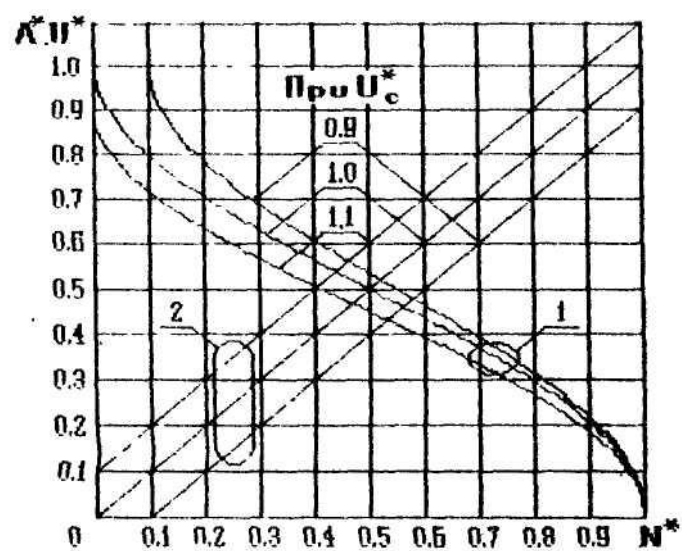
Кроме того импульсы управления U_5 через логический элемент ИЛИ 18 поступают на С-вход D-триггера 16, что при совпадении сигналов на его обоих входах приводит к изменению состояния D-триггера 16 и на его инверсном выходе устанавливается напряжение, соответствующее уровню логического нуля (фиг.8, поз.г). В результате изменения состояния D-триггера 16 на входе GATE0 таймера 2 устанавливается сигнал, соответствующий уровню логического нуля, что является запрещением для работы таймера 2 в этом такте работы преобразователя 12 (фиг.8, поз.м). По окончании действия сигнала U_{14} , соответствующего логической единице на D-входе D-триггера 16, последний переходит в свое исходное состояние (фиг.8, поз.г.д).

При переходе выходного напряжения трансформатора 13 через 0 из положительной области в отрицательную срабатывает формирователь 9. Сигнал с выхода этого формирователя поступает на IR1-вход контроллера 3. Теперь чтение числа M_2 производят из канала 2 таймера 2. Далее процесс вычислений $N_{\text{макс}}$ и преобразований N аналогичен описанному выше и производится в соответствии с алгоритмом (фиг.9). Во время действия отрицательной полуволны на выходе трансформатора 13 работает второй канал блока 4 связи с сетью, включающий D-триггер 19, логические элементы И20 и ИЛИ21. Принцип работы этого канала аналогичен принципу работы первого канала, описанному выше, но все процессы сдвинуты на 180 эл. град, (фиг.8, поз.ж.з.и.л).

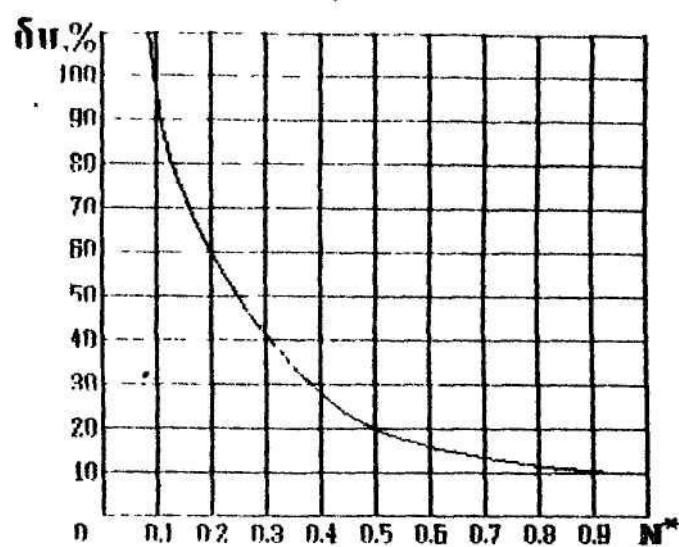
Использование предлагаемого способа прямого микропроцессорного управления и устройства для его осуществления позволяет получить линейную регулировочную характеристику полупроводникового преобразователя, инвариантную к изменениям напряжения питающей сети, что облегчает использование последнего в замкнутых системах авторегулирования, поскольку позволяет оставлять без изменения коэффициент усиления отрицательной обратной связи во всем диапазоне изменения угла управления тиристорами.



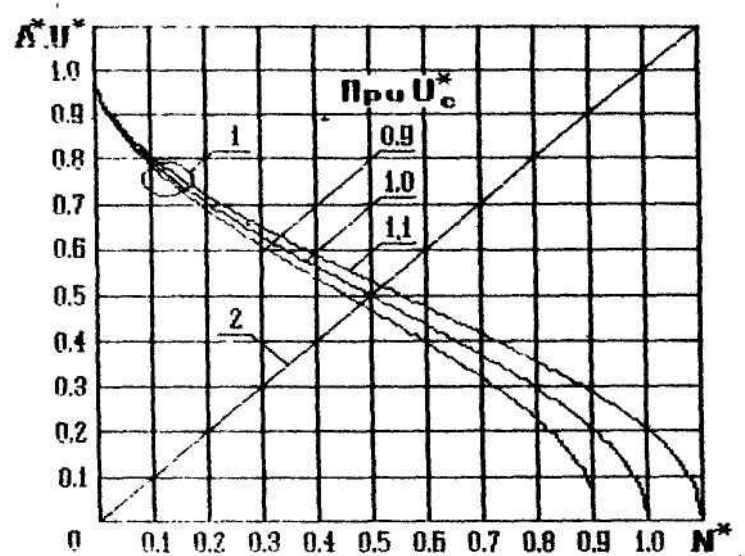
Фиг. 1



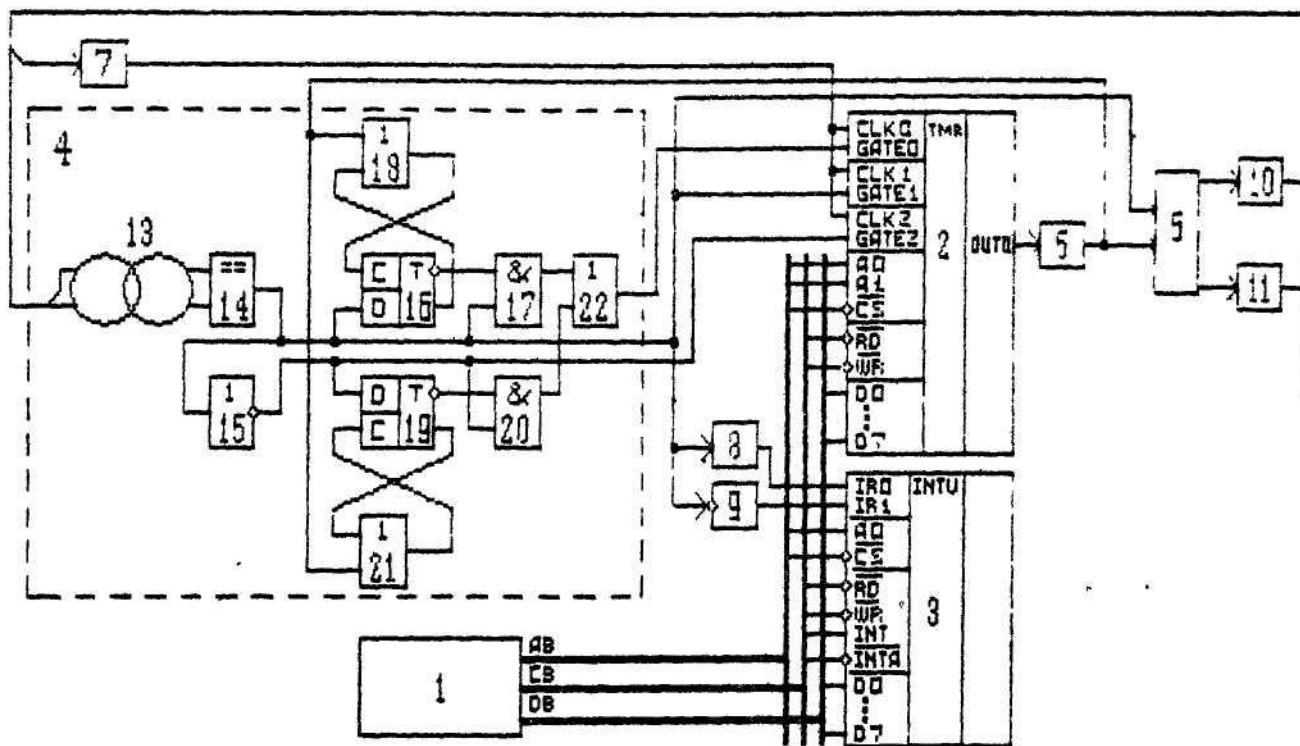
Фиг. 2



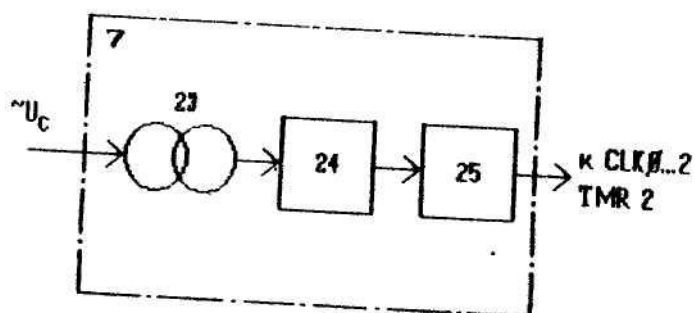
Фиг. 3



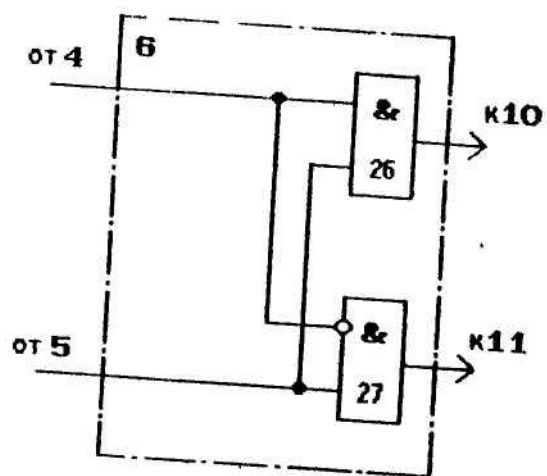
Фиг. 4



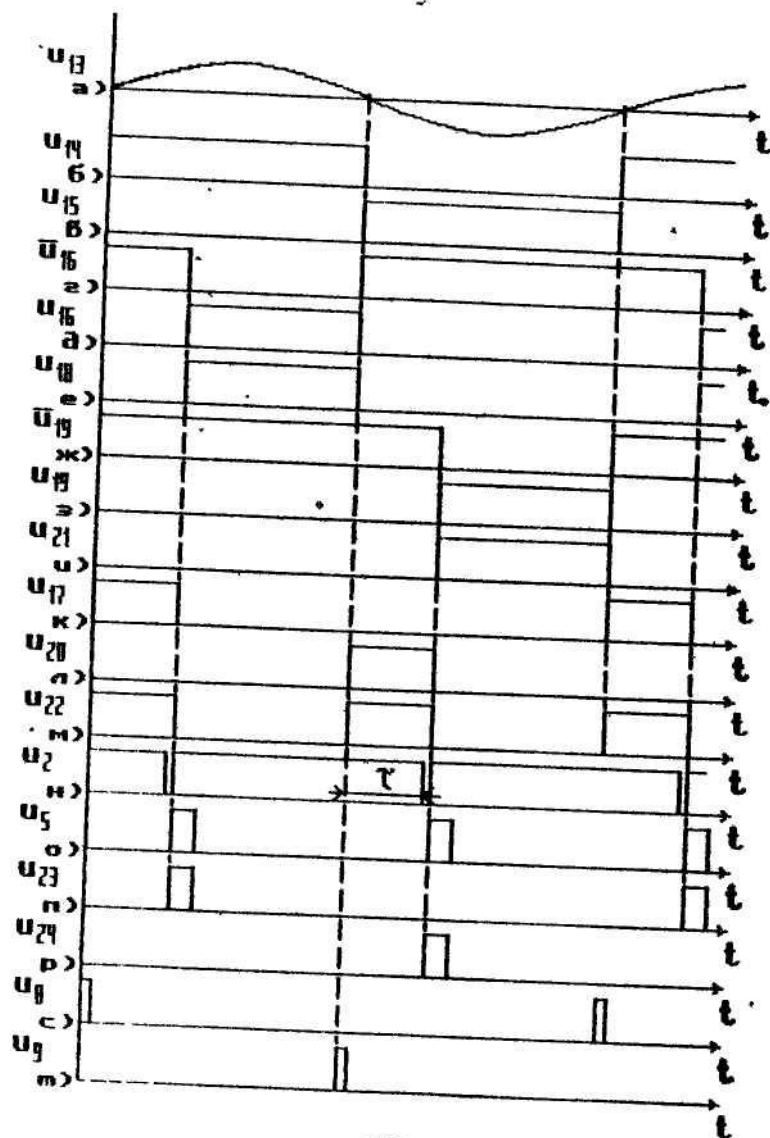
Фиг. 5



Фиг. 6



Фиг. 7



Фиг. 8

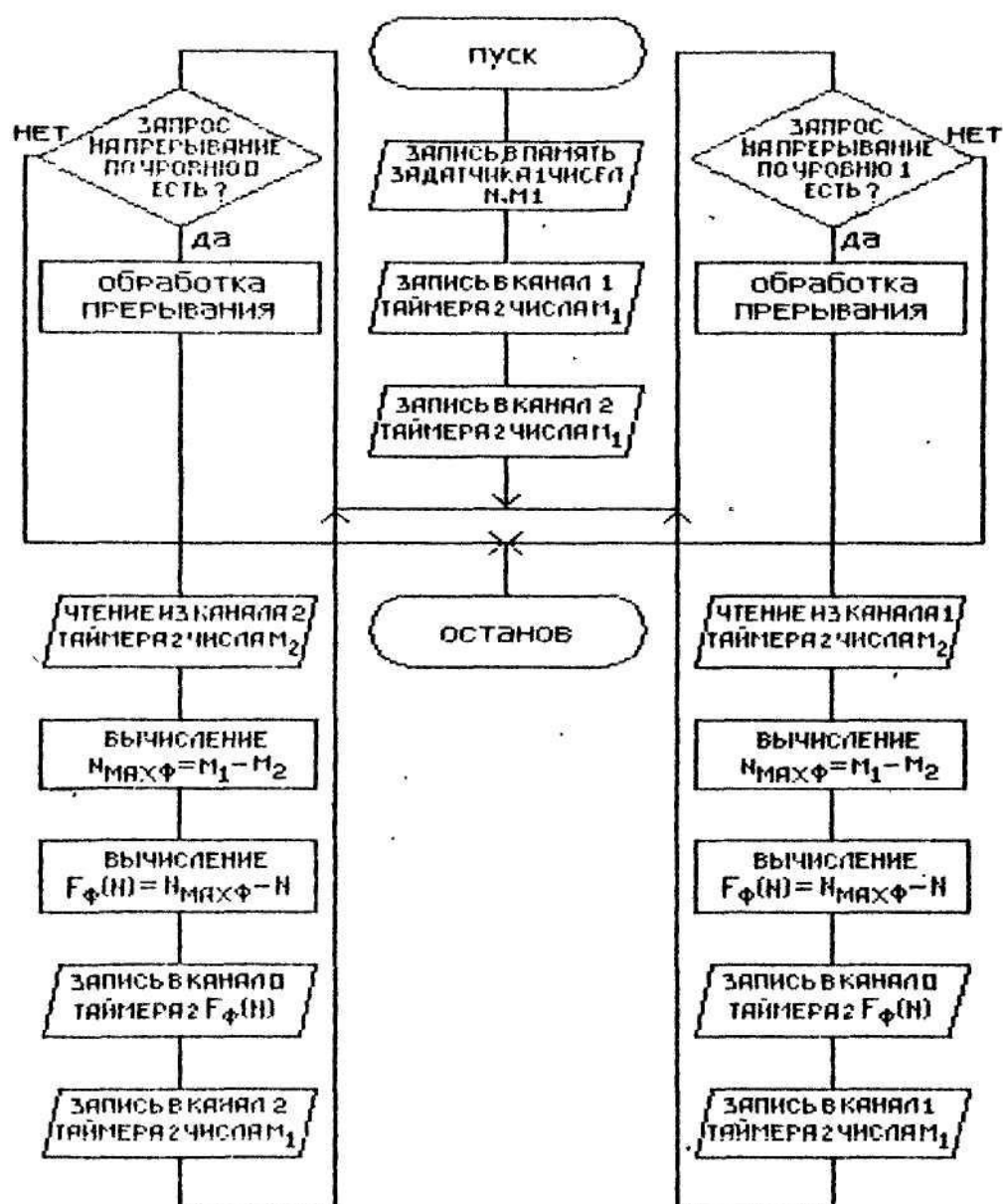


Fig. 9