(19) **RU** (11) **2 178 582** (13) **C2**

(51) МПК[7] **G 06 F 7/02, G 01 R 19/25, 31/00, G 06 F 1/02**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 99122161/09, 12.10.1995

(24) Дата начала действия патента: 12.10.1995

(30) Приоритет: 20.10.1994 US 08/326,720

(46) Дата публикации: 20.01.2002

(56) Ссылки: US 5151866 A, 29.09.1992. US 3740491 A, 19.06.1973. US 3500322 A, 10.03.1970. SU 930243 A1, 23.05.1982. EP 447575 A1, 25.09.1991.

(62) Первичная заявка, из которой выделена настоящая: 60/00897

(71) Заявитель:
ЭЙБИБИ ПАУЭР ТИ ЭНД ДИ КОМПАНИ ИНК. (US)

(72) Изобретатель: КАЛЕРО Фернандо (US)

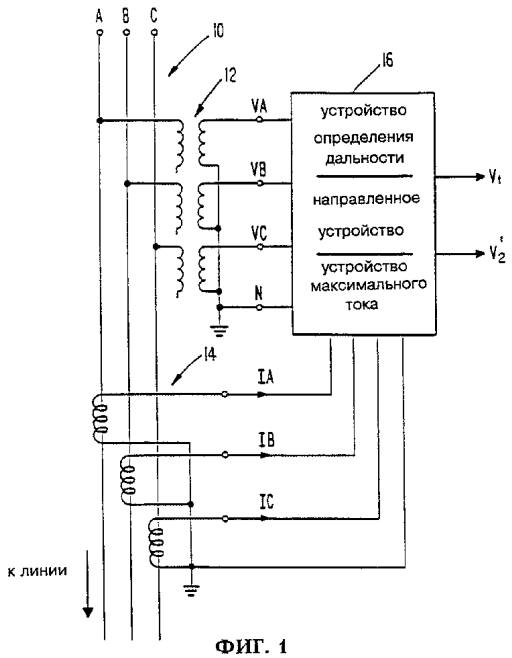
(73) Патентообладатель:
ЭЙБИБИ ПАУЭР ТИ ЭНД ДИ КОМПАНИ ИНК. (US)

(74) Патентный поверенный:
Клюкин Вячеслав Александрович

(54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ СРАВНЕНИЯ ДВУХ СИГНАЛОВ, УСТРОЙСТВО И СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ

(57)

Изобретение относится к устройствам для сравнения двух комплексных векторных величин в реальном времени и может быть использовано для формирования нестационарных сигналов. Техническим результатом является ускорение сравнения двух сигналов. Изобретение использует цифровые методы, основанные на свойствах цилиндрического устройства для сравнения комплексных векторных величин в реальном времени, в одном случае используется сигнал вращательного момента, генерируемый цифровым компаратором, для обнаружения наличия сбоя в передающей линии, в другом случае используется выходной сигнал для определения направления потока мощности в передающей линии, в третьем случае, чтобы определить, превосходят или нет напряжение или ток заданный пороговый уровень. 3 с. и 20 з. п. ф-лы, 10 ил.



ФИГ. 1

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

(19) **RU** (11) **2 178 582** (13) **C2**

(51) Int. Cl.[7] **G 06 F 7/02, G 01 R 19/25, 31/00, G 06 F 1/02**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 99122161/09, 12.10.1995

(24) Effective date for property rights: 12.10.1995

(30) Priority: 20.10.1994 US 08/326,720

(46) Date of publication: 20.01.2002

(62) Earlier application: 60/00897

(71) Applicant:
EhJBIBI PAUEhR TI EhND DI KOMPANI INK. (US)

(72) Inventor: KALERO Fernando (US)

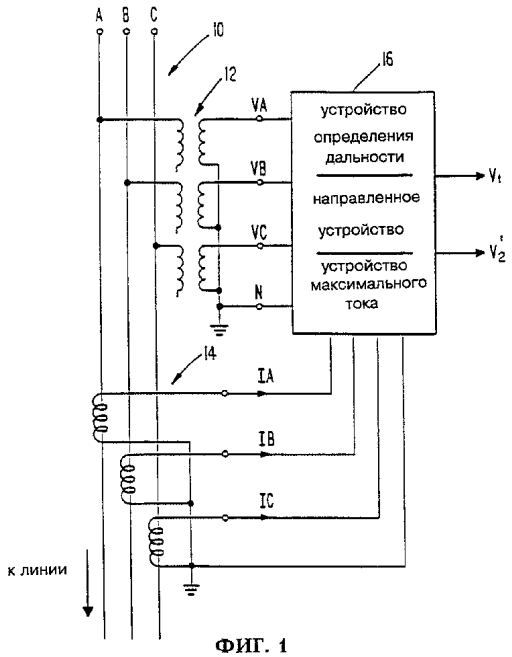
(73) Proprietor:
EhJBIBI PAUEhR TI EhND DI KOMPANI INK. (US)

(74) Representative:
Kljukin Vjacheslav Aleksandrovich

(54) DEVICE FOR COMPARING TWO SIGNALS; METHOD AND DEVICE FOR SHAPING TRANSIENT SIGNALS

(57) Abstract:

FIELD: real-time comparison of two complex vector values for shaping transient signals. SUBSTANCE: device uses digital methods based on abilities of cylindrical device to compare complex vector values in real time; in one case use is made of torque signal generated by digital comparator to detect failure in transmitting line; in other case power flow direction in transmitting line is determined by means of output signal; in third case signal is used to find out whether voltage or current exceeds desired threshold level or not. EFFECT: enhanced speed of comparison. 23 cl, 10 dwg



ФИГ. 1

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

Область изобретения

Настоящая заявка является выделенной из заявки N 97108360, которая в свою очередь подана на основе международной заявки PCT/US95/12739.

Настоящее изобретение относится к устройствам для сравнения двух комплексных векторных величин в реальном времени и формированию нестационарных сигналов.

Релейная защита обычно подразумевает выполнение одной или нескольких из следующих функций по отношению к защищенным системам питания или подачи энергии: (a) мониторинг системы для установления того, находится ли система в нормальном состоянии или нет; (b) измерения, которые включают измерение некоторых электрических величин; (c) защита, которая обычно включает размыкание выключателя схемы при обнаружении короткого замыкания; и (d) сигнализация, которая обеспечивает предупреждение о некоторых затруднительных обстоятельствах. При выполнении этих и других дополнительных функций, таких как обнаружение сбоев, определение направления потока мощности, обнаружение максимального тока и других, системы релейной защиты должны сравнивать две комплексные векторные величины (напряжения и токи). Обычно, чем быстрее такое сравнение может быть выполнено, тем лучше.

2 До настоящего изобретения защитные реле, как правило, сравнивали комплексные векторные величины с использованием методов частотной области, например такого, как метод фурье-преобразования.

В качестве ближайших аналогов по отношению к заявленному изобретению в части устройства для сравнения двух сигналов можно указать на устройство по патенту США N 5151866, опубликованному 29.09.92 G 06 F 15/20, нац. кл. 364/483, содержащее, так же как и заявленное устройство, средство для вычисления разности фаз. Однако это устройство не позволяет определять фазовую зависимость между двумя сигналами в реальном времени.

В части способа и устройства формирования нестационарных сигналов положительных и отрицательных симметричных последовательностей компонент токов системы электропитания можно указать на способ формирования нестационарных сигналов симметричных последовательностей компонент, включающий операцию получения цифровых значений симметричных компонент в реальном времени, описанный в системе цифровой записи по патенту США N 3740491, опубликованному 19.06.73, нац. кл. 360/27, и на цифровой компаратор, предназначенный для формирования нестационарных сигналов, включающий средство дискретизации для получения отсчетов, средства для перемножения и суммирующие средства, описанный в патенте США N 3500322, опубликованном 10.03.70, нац. кл. 340/146.2.

Эти два технических решения не позволяют формировать нестационарные сигналы, которые могут быть использованы в заявленном устройстве для сравнения в реальном времени двух сигналов.

Главной целью настоящего изобретения является разработка способов и устройства для сравнения комплексных векторных величин в реальном времени.

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

Данное изобретение использует цифровые методы, основанные на сравнении комплексных векторных величин в реальном времени. Нестационарные процедуры, приведенные в этом описании, сравнивают комплексные векторные величины быстрее, чем любой ранее известный способ.

Заявляется устройство для сравнения в реальном времени двух сигналов, а также способ и устройство формирования нестационарных сигналов положительных и отрицательных последовательностей компонент напряжений и токов в системе электропитания.

Устройство для сравнения в реальном времени двух сигналов (S1(t), S2(t)), каждый из которых представлен величиной и фазой, содержит средство дискретизации для получения набора отсчетов каждого из двух сигналов, представляющего величины каждого из двух сигналов по крайней мере в два различных момента времени, и вычислительное средство для вычисления момента M_{k+1}, соответствующего разности фаз двух сигналов на основе отсчетов. Средство дискретизации выделяет отсчет ($S1_k$), представляющий величину первого из указанных сигналов в первый момент времени, выделяет отсчет ($S2_k$), представляющий величину второго из указанных сигналов в тот же первый момент времени; выделяет отсчет ($S1_{k+1}$), представляющий величину первого из указанных сигналов во второй момент времени, и выделяет отсчет ($S2_{k+1}$), представляющий величину второго из указанных сигналов в тот же второй момент времени, а вычислительное средство включает средство для получения производных величин $B1_k$, $B2_k$, $B1_{k+1}$ и $B2_{k+1}$ по отсчетам $S1_k$, $S2_k$, $S2_{k+1}$, средство перемножения для умножения величин $B1_k$ на $B2_{k+1}$ и умножения величин $B2_k$ на $B1_{k+1}$ для получения первого произведения $B1_kB2_{k+1}$ и второго произведения $B2_kB1_{k+1}$; и суммирующее средство для сложения первого и второго произведений для получения результата вычислений (M_{k+1}), соответствующего разности фаз между указанными первой и второй комплексными векторными величинами, причем величины $B1_k$ и $B2_k$ находятся с помощью следующих соотношений:

$$B1_k = FK2[S1_k + S1_{k-1}FK1B1_{k-1}],$$

$$B2_k = FK2[S2_k + S2_{k-1}FK1B2_{k-1}],$$

в которых FK1 и FK2 являются константами и определяются следующими соотношениями:

$$FK1 = \frac{\Delta t RB - 2LB}{\Delta t},$$

$$FK2 = \frac{\Delta t}{\Delta t RB + 2LB},$$

где RB и LB являются константами.

Отсчеты $S1_k$ и $S2_k$ получаются дискретизацией напряжения или тока в передающей линии, а сигналы S1(t) и S2(t) представляют собой напряжения или токи, изменяющиеся по синусоидальному закону, или комбинацию напряжений и токов.

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

Предусмотрено, что устройство содержит также средство для использования полученного результата вычислений M_{k+1} для определения наличия повреждения в указанной передающей линии для обнаружения межфазного сбоя в системе трехфазной линии передач, где отсчеты S1(t) и S2(t) получаются из межфазных напряжений и комплексных токов, для обнаружения сбоя фаза-земля в системе трехфазной линии передач; а S1(t) и S2(t) получаются из напряжений фаза-земля и комплексных токов и для определения направления потока мощности в передающей линии.

Предусмотрено, что выходные последовательности компонент фильтра симметричных компонент являются входными сигналами устройства для сравнения.

Предпочтительно, чтобы устройство для сравнения дополнительно содержало средство для вычитания заданной константы (MC) из полученного результата вычислений M_{k+1} и использования разности M_{k+1} - MC для получения сигнала (q_{k+1}), определяющего энергию, содержащуюся в разностном сигнале S1(t) - S2(t);

средство для использования полученного результата вычислений M_{k+1} для того, чтобы определить, превосходит или нет напряжение или ток в передающей линии заданный пороговый уровень;

и средство масштабирования для преобразования полученного результата вычислений (M_{k+1}), которое умножает полученный результат на заданный множитель, пропорциональный периоду дискретизации.

Способ формирования нестационарных сигналов положительных симметричных последовательностей компонент (I1) и отрицательных симметричных последовательностей компонент (I2) токов системы электропитания, включает получение отсчетов указанных токов системы электропитания и использование цифровых логических схем для получения цифровых значений симметричных компонент (I1, I2) в реальном времени, которые включают системы элементов задержки, усилительные элементы и суммирующие элементы, соединенные в рабочем состоянии для формирования цифровых симметричных компонент в реальном времени, причем цифровые логические схемы формируют симметричные компоненты, пропорциональные IIk и I2k, а I1 представляет собой ток положительной последовательности, I2 представляет собой ток отрицательной последовательности, нижний индекс k относится к цифровым отсчетам соответствующих компонент.

Цифровые логические схемы формируют компоненты Кларка

$I_\alpha = 3I1+3I2 = 2Ia-Ib-Ic,$

$$I\beta = \frac{3I1-3I2}{j} = \sqrt{3}(Ib-Ic),$$

причем указанная система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), где Ia представляет собой ток в фазе-a, 1b представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

Цифровые логические схемы получают отсчеты Ia, Ib и Ic; формируют величины Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k и Ib_{k-1}; и затем составляют комбинации величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k и Ib_{k-1} для получения значений $I1_k$, $I1_{k-1}$, $I1_{k-2}$, $I2_k$ $I2_{k-1}$ и $I2_{k-2}$.

Предусмотрено, что система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), причем цифровые логические схемы получают отсчеты Ia, Ib и Ic; формируют величины Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ic_{k-1} и Ic_{k-1} и затем составляют комбинации величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ib_{k-1}, Ic_k и Ic_{k-1} для получения значений $I1_k$ и $I2_k$; где Ia представляет собой ток в фазе-a, Ib представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

Устройство для формирования нестационарных сигналов положительных симметричных последовательностей компонент и отрицательных симметричных последовательностей компонент напряжений и токов системы электропитания включает средство дискретизации для получения отсчетов указанных токов системы электропитания и цифровые логические схемы для формирования положительных симметричных последовательностей компонент (I1) и отрицательных симметричных последовательностей компонент (I2) токов системы электропитания, включающие системы элементов задержки, усилительных элементов и суммирующих элементов, соединенных в рабочем состоянии для формирования цифровых симметричных компонент в реальном времени, отличающиеся тем, что цифровые логические схемы формируют симметричные компоненты, пропорциональные I1k и I2k, причем I1 представляет собой ток положительной последовательности, а I2 представляет собой ток отрицательной последовательности, нижний индекс k относится к цифровым отсчетам соответствующих компонент.

Предусмотрено, что система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), причем цифровые логические схемы формируют компоненты Кларка

$I_\alpha = 3I1+3I2 = 2Ia-Ib-Ic,$

$$I\beta = \frac{3I1-3I2}{j} = \sqrt{3}(Ib-Ic),$$

где Ia представляет собой ток в фазе-a, Ib представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

Цифровые логические схемы включают первый входной терминал для получения отсчетов тока Ia в фазе-a, второй входной терминал для получения отсчетов тока Ib в фазе-b и третий входной терминал для получения отсчетов тока Ic в фазе-c; средство для формирования величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k и Ib_{k-1}; и средство для составления комбинаций величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k и Ib_{k-1} и получения значений $I1_k$, $I1_{k-1}$, $I1_{k-2}$, $I2_k$, $I2_{k-1}$ и $I2_{k-2}$.

Предусмотрено также, что система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), причем цифровые логические схемы включают первый входной терминал для получения отсчетов тока Ia в фазе-a, второй входной терминал для получения отсчетов

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

тока Ib в фазе-b и третий входной терминал для получения отсчетов тока Ic в фазе-c; средство для формирования величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ib_{k-1}, Ic_k и Ic_{k-1} и средство для составления комбинаций величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ib_{k-1}, Ic_k и Ic_{k-1} для получения значений $I1^k$ и $I2_k$, где Ia представляет собой ток в фазе-a, Ib представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

Необходимо отметить, что данное изобретение обеспечивает релейной защите средство сравнения фазового соотношения S1 и S2, а также энергетического содержания двух суммарных сигналов. Ни один другой известный цифровой метод, используемый в промышленных исследованиях, не обладает способностью изменять свою работу в зависимости от энергетического содержания входных сигналов S1 и S2. Эта характеристика необходима в применениях релейной защиты, в которых рабочий интервал обратно пропорционален энергетическому содержанию. Другие методы, как например метод фурье-фильтрации, широко используемый в промышленных исследованиях, не обеспечивают такую обратную зависимость. Скорость обработки совершенно не зависит от энергетического содержания входных сигналов.

Таким образом, входные сигналы S1 и S2 цифрового компаратора определяют характеристики создаваемого устройства. Многочисленные применения цифрового компаратора, приведенные ниже, включают релейную защиту, обсуждавшуюся выше, и другие.

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЧЕРТЕЖЕЙ

Фиг. 1 схематически показывает входы системы электропитания для применения релейной защиты и/или применения цифрового компаратора.

Фиг. 2A схематически показывает цилиндрическое устройство с входными сигналами S1 и S2.

Фиг. 2B показывает ожидаемые зависимости вращательного момента от угла между фазами (между S1 и S2) цилиндрического устройства.

Фиг. 3A представляет собой блок-диаграмму цифрового компаратора в соответствии с данным изобретением. В этом варианте данного изобретения вычисляется M_{k+1} в реальном времени, причем M_{k+1} соответствует вращательному моменту цилиндрического устройства.

Фиг. 3B показывает комплексные векторные характеристики цифрового компаратора, приведенного на фиг. 3A. Фиг. 3B показывает комплексные векторные характеристики цилиндрического устройства, приведенного на фиг. 2A, которые аналогичны комплексным векторным характеристикам цифрового компаратора и его выходному сигналу M.

Фиг. 4A показывает схему, которая моделирует уравнения, определяющие входные сигналы межфазного устройства определения дальности на базе цифрового компаратора в соответствии с данным изобретением.

Фиг. 4B представляет собой блок-диаграмму одного из вариантов межфазного устройства определения дальности с оператором задержки "d".

Фиг. 4C показывает схему, которая моделирует уравнения, определяющие входные сигналы устройства определения дальности по величинам фаза-земля на базе цифрового компаратора в соответствии с данным изобретением.

Фиг. 4D представляет собой блок-диаграмму одного из вариантов устройства определения дальности по величинам фаза-земля в соответствии с данным изобретением.

Фиг. 5A показывает требуемую характеристику направленного устройства в R-X плоскости. Направленные устройства, приведенные в этом описании, обладают этой характеристикой.

Фиг. 5B иллюстрирует идеализированное цилиндрическое устройство и соотношение между M (вращательным моментом) и θ (углом).

Фиг. 5C - 5F показывают обработку, выполняемую направленными устройствами с цифровым компаратором в соответствии с данным изобретением.

Фиг. 6A показывает компоненты аналогового симметричного фильтра.

Фиг. 6B и 6C схематически показывают варианты фильтров с симметричными компонентами в соответствии с данным изобретением.

Фиг. 6B показывает фильтр с симметричными компонентами Кларка.

Фиг. 6C показывает фильтр с симметричными компонентами и прямым фазовым сдвигом.

Фиг. 7 схематически показывает один вариант устройства максимального тока (на вход которого можно подавать как сигналы напряжения, так и сигналы тока) и его реализацию с помощью разделительного компаратора в соответствии с данным изобретением. (Отметим, что многие устройства на базе цифрового компаратора используют разделительный компаратор, который является принимающим решение процессором).

Фиг. 8A показывает механическую систему, аналогичную разделительному компаратору.

Фиг. 8B схематически показывает один вариант цифрового разделительного компаратора в соответствии с данным изобретением.

Фиг. 9 схематически показывает функциональную характеристику разделительного компаратора.

Фиг. 10 представляет собой иллюстративный график выходного сигнала разделительного компаратора.

ДЕТАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫХ ВАРИАНТОВ ВЫПОЛНЕНИЯ ДАННОГО ИЗОБРЕТЕНИЯ

A. КРАТКИЙ ОБЗОР

Релейная защита представляет собой способ защиты электрического оборудования, получающего напряжение или ток от системы электропитания. Система релейной защиты требует определенных входных сигналов от передающей линии 10, которая состоит из трех фазовых проводов A, B, C. Фиг. 1 показывает стандартный способ получения требуемых входных сигналов. Видно, что входные сигналы напряжения VA, VB, VC получаются с помощью трансформатора напряжений 12, а входные сигналы тока IA,

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

IB, IC получаются с помощью трансформатора тока 14. Величины для устройства релейной защиты 16 представляют собой комплексные напряжения VA, VB, VC; напряжение нулевой последовательности - 3V0 = VA+VB+VC; комплексные токи IA, IB, IC; и ток нулевой последовательности - 3I0 = IA + IB + IC.

В. ФАЗОВЫЙ КОМПАРАТОР РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ, МОДЕЛИРУЕМЫЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКИМ УСТРОЙСТВОМ

Компаратор представляет собой устройство, используемое в защитных реле, для сравнения двух комплексных векторных величин по фазе и/или по величине. Цилиндрическое устройство 18, схематически представленное на фиг. 2А, представляет собой хорошо известный тип компаратора, применяемый в электромеханических реле. Двумя отличительными характеристиками этого цилиндрического устройства являются его нечувствительность к смещению по постоянному току и высокое быстродействие.

Когда два сигнала напряжения S1 и S2 подаются на цилиндрическое устройство 18, то возникают плотности потоков B1 и B2. Эти плотности потоков характеризуются векторным распределением по поверхности вращающегося цилиндра. Если B1 и B2 нестационарны, то в цилиндре возбуждаются токи, и эти токи пропорциональны скорости изменения B1 и B2, представленных величинами dB1/dt и dB2/dt, и углу тета (θ), который представляет собой разность фаз между сигналами S1 и S2. Эти токи цилиндра направлены вдоль положительного направления оси Z (т. е. перпендикулярно плоскости Фиг. 1). Используя уравнение векторных сил (см. ниже), может быть найдено поле векторных сил на поверхности цилиндра

$$\bar{F} = (\bar{I}X\bar{B})l.$$

Интересующей величиной является момент вращения относительно оси Z. Этот момент вращения может быть вычислен суммированием компонент момента вращения.

$$\bar{M} = \sum \bar{r}X\bar{F}$$

Момент вращения следующим образом выражается через плотности потоков B1 и B2:

$$\bar{M} = \left[\frac{\sigma\pi r^3 l^2 T}{l+2r}\right]\left[B1(t)\frac{dB2(t)}{dt} - B2(t)\frac{dB1(t)}{dt}\right]z$$

или

$$\bar{M} = K\left[B1(t)\frac{dB2(t)}{dt} - B2(t)\frac{dB1(t)}{dt}\right]z \quad ,$$

где σ - удельная электрическая проводимость (См/м);

π = 3,1415;

r = радиус цилиндра;

l = длина цилиндра;

T = толщина цилиндра.

Если два зависящих от времени сигнала напряжения S1(f) и S2(t) подаются на цилиндрическое устройство 18, то возбуждается изменяющаяся во времени плотность потока B(f). Эта плотность потока B(t) имеет компоненты B1(f) и B2(f), связанные с S1(f) и S2(t) следующими соотношениями:

$$S1(t) = -\frac{d\lambda 1}{dt} = -N1A\frac{dB1}{dt},$$

$$S2(t) = -\frac{d\lambda 2}{dt} = -N1A\frac{dB2}{dt},$$

$$B1(t+\Delta t) = \frac{-1}{AN1}\int_{t}^{t+\Delta t} S1(t)dt + B1(t) \quad ,$$

$$B2(t+\Delta t) = \frac{-1}{AN2}\int_{t}^{t+\Delta t} S2(t)dt + B2(t) \quad ,$$

где N1 и N2 число витков входных обмоток подачи сигналов S1 и S2.

Необходимо отметить, что эти уравнения не содержат никакого механизма потерь. Следующие соотношения включают потери и могут быть использованы для определения S (входных сигналов) через величины B.

$$S1(t) = \left[LB\frac{dB1}{dt} + RB\ B1\right],$$

$$S2(t) = \left[LB\frac{dB2}{dt} + RB\ B2\right],$$

где LB и RB константы, определяемые так, чтобы сделать модель более эффективной.

Если сигналы S1(f) и S2(f) представляют собой синусоидальные волны так, что

$S1(t) = Sin(\omega t)$,

$S2(t) = Sin(\omega t+\delta)$,

то вращающий момент (выраженный в долях единицы) будет равен

M = 0, когда $\delta = 0°$;

M = -1, когда $\delta = 90°$;

M = 0, когда $\delta = 180°$;

M = 1, когда $\delta = 270°$

как показано на фиг. 2В.

При применении вышеприведенных уравнений к защитным реле на базе микропроцессоров и/или микроконтроллеров они могут быть преобразованы в дискретную форму с использованием трапецеидального правила

$$B1_к = \left[\frac{\Delta t}{\Delta tRB+2LB}\right]\left[S1_к + S1_{к-1} - \left(\frac{\Delta tRB-2LB}{\Delta t}\right)B1_{k-1}\right]$$

и

$$B2_к = \left[\frac{\Delta t}{\Delta tRB+2LB}\right]\left[S2_к + S2_{к-1} - \left(\frac{\Delta tRB-2LB}{\Delta t}\right)B2_{k-1}\right]$$

,

$B1_k = FK_2[S1_k + S1_{k-1} - FK1B1_{k-1}]$,

$B2_k = FK_2[S2_k + S2_{k-1} - FK1B2_{k-1}]$,

в которых

$$FK1 = \frac{\Delta tRB-2LB}{\Delta t},$$

$$FK2 = \frac{\Delta t}{\Delta tRB+2LB}$$

и вращающий момент может быть выражен в следующем виде:

$M_k = B2_k\ B1_{k-1} - B1_k\ B2_{k-1}$,

где k+1 = текущий отсчет,

k = предыдущий отсчет,

Δt = период дискретизации.

Фиг. 3А представляет собой блок-диаграмму схемы цифрового компаратора или системы 20 для вычисления M_k. В этой системе на фиг. 3А "d"

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

обозначает устройство задержки; «∑» означает суммирующее устройство; "П" обозначает умножитель, и "FK1" и "FK2" обозначают усилители. Выходной сигнал M_k системы 20 представляет собой вращающий момент M_k в реальном времени компаратора, имеющего комплексные векторные характеристики, приведенные на фиг. 3B, и иллюстрирующие рабочие характеристики цифрового компаратора 20. Принимая сигнал S1 за опорный уровень, разность фаз от 0° до -180° соответствует рабочему диапазону устройства. Разность фаз от 0° до +180° соответствует нерабочему или ограничительному диапазону устройства.

Эта процедура может быть использована в реле дальности, контрольных реле, направленных реле, реле максимального тока, реле максимального или минимального напряжения и т. д. , в которых желательно сравнение в реальном времени двух комплексных векторных величин. В специальных применениях данного изобретения механические влияния, такие как сила ограничивающей пружины, сила трения и/или сила смещения могут быть при необходимости учтены в модели.

C. УСТРОЙСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СБОЕВ

Процедура реализации устройства определения дальности с использованием цифрового компаратора приведена ниже.

Релейная защита связана с обнаружением сбоев в устройствах электропитания. В релейной защите передающей линии используется реле дальности для обнаружения нескольких типов сбоев линии передачи. Эти устройства обнаруживают сбои в передающих линиях до определенной протяженности или дальности. В общем случае эти приборы измеряют импеданс, который пропорционален расстоянию от местоположения реле до места сбоя (отсюда название "устройство определения дальности"). Цифровые устройства определения дальности в соответствии с этой процедурой обнаруживают сбои быстрее известных детекторов сбоев, а во всех других отношениях имеют характеристики, аналогичные электромеханическим устройствам определения дальности. Цифровые способы, изложенные ниже, менее подвержены переходным процессам и шумам, чем другие способы временной области. Это объясняется сходством с цилиндрическим устройством, которое имеет хорошие рабочие характеристики при наличии переходных процессов.

1. МЕЖФАЗНОЕ УСТРОЙСТВО

При обнаружении межфазных сбоев входные сигналы цифрового компаратора имеют вид

S1 = VA - VB - (IA - IB),

S2 = VC - VB - (IC - IB).

Схема, приведенная на фиг. 4A, моделирует эти уравнения. Поэтому S1(f) и S2(f) могут быть получены из межфазных напряжений и токов следующим образом:

$$s1(t) = va(t)-vb(t)-(ia(t)-ib(t))\left(Rc+Lc\frac{d}{dt}\right)$$

,

$$s2(t) = vc(t)-vb(t)-(ic(t)-ib(t))\left(Rc+Lc\frac{d}{dt}\right)$$

.

Если преобразовать эти уравнения в дискретную форму и применить их к модели цилиндрического устройства, обсуждавшейся выше, то получим

$$S1_k = Va_k - Vb_k - \left(Rc+\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ia_k + \left(\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ia_{k-1} + \left(Rc+\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ib_k - \left(\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ib_{k-1}$$

,

$$S2_k = Vc_k - Vb_k - \left(Rc+\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ic_k + \left(\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ic_{k-1} + \left(Rc+\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ib_k - \left(\frac{Lc}{\Delta t}\right)Ib_{k-1}$$

,

которые являются входными сигналами цифрового компаратора (называемого также "генератором вращательного момента"), выведенными ранее. $S1_k$ и $S2_k$ используются затем для получения $B1_k$ и $B2_k$, как указано выше.

Вышеприведенные уравнения представляют собой дискретные реализации межфазового устройства определения дальности, которое обнаруживает все типы сбоев по двум фазам, а также некоторые сбои фаза-фаза-земля.

Фиг. 4B представляет блок-схему одной из реализаций вышеприведенных уравнений в случае межфазового устройства определения дальности. Отметим, что дельта-токи Iab и Icb дискретизируются, задерживаются и комбинируются с задержанными отсчетами дельта-напряжений Vab и Vcb. Каждая комбинация является входным сигналом цифрового компаратора 20a, который подобен цифровому компаратору 20, приведенному выше. Выходной сигнал цифрового компаратора подается на ограничительное устройство, обозначенное через "MM" и входящее в состав разделительного компаратора 30 (см. описание ниже). Уравнения для B1 и B2 решаются и перекрестные произведения $B1_k$ на $B2_{k+1}$ и $B1_{k+1}$ на $B2_k$ используются для получения члена M_k. Усилители обозначены через "A00", "B00", "CC", "EE", "FF", "FK1", "FK2" в соответствии с их коэффициентами усиления, приведенными в следующем списке:

A00 = Rc+Lc/△t,

B00 = Lc/△t,

CC = $\triangle t^2$/I,

EE = I/(I+$\triangle t^2$KC/I+△tKD/I),

FF = 2+△tKD/I,

FK1 = (2LB-△tRB)/△t,

FK2 = △t/(△RB+2LB).

(Отметим, что CC, EE и FF относятся к разделительному компаратору).

2. УСТРОЙСТВО, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЕ ВЕЛИЧИНЫ ФАЗА-ЗЕМЛЯ

Входные сигналы хорошо известного устройства для обнаружения сбоев фаза-земля имеют вид

S1 = VA - (IA - K0I0)Zc,

S2 = VC - VB,

где

$$I0 = \frac{IA+IB+IC}{3},$$

Zc = Rc+jXc = Rc+j2πfLc,

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

$$K0 = Kr+jKi = \frac{Z0c-Zc}{Zc}.$$

На фиг. 4C представлена упрощенная схема, моделирующая вышеприведенные уравнения. Если эти уравнения преобразовать в дискретную форму и применить к уравнениям цифрового компаратора, то получим

$$S1_к = Va_k - \left(Rc+\frac{LC}{\Delta t}\right)Ia_k + \left(\frac{LC}{\Delta t}\right)Ia_{k-1} - \left(KrRc-KiXc+\right.$$

$$\left.+\frac{KrXc+KiRc}{2\pi f\Delta t}\right)I0_k + \left(\frac{KrXc+KiRc}{2\pi f\Delta t}\right)I0_{k-1},$$

,

$S2_k = VC_k - Vb_k$,

которые являются входными сигналами цифрового компаратора, выведенными выше.

Фиг. 4D представляет собой блок-диаграмму одного варианта устройства, использующего величины фаза-земля, в соответствии с данным изобретением. Показанные токи и напряжения дискретизируются и комбинируются в сумматорах, как показано, и затем подаются на входы цифрового компаратора 20b. Члены B1 и B2 затем перекрестно перемножаются, получается величина M_k и она подается на разделительный компаратор 30 (см. описание ниже). Усилители обозначены через. "A01", "B01", "C01", "E01", "CC", "EE", "FF" в соответствии с их коэффициентами усиления, приведенными в следующем списке:

$A01 = Rc+Lc/\Delta t$,

$B01 = Lc/\Delta t$,

$C01 = (KrRc-KIXc)/3+(KrXc+KIRC)/3\omega\Delta t$,

$E01 = (KrXc+KIRC)/3\omega\Delta t$,

$CC = I/(I+\Delta t^2KC/I+\Delta tKD/I)$,

$EE = \Delta t^2/I$,

$FF = 2+\Delta tKD/I$.

Таким образом, приведена общая процедура реализации устройства измерения импеданса (устройства определения дальности). Данные устройства обладают высоким быстродействием, т. к. требуются только три периода дискретизации (k-1, k, k+1) для получения критерия разделения независимо от частоты дискретизации. Более того, другие устройства определения дальности могут быть реализованы в соответствии с изложенной здесь процедурой. Рассмотренные выше устройства определения дальности - межфазовое устройство определения дальности и заземленное устройство определения дальности (называемое также заземленным устройством определения дальности с квадратурным смещением), являются всего лишь двумя примерами различных принципов, используемых в релейной защите для создания устройства определения дальности. Вышеописанная процедура позволяет получить любой тип устройства определения дальности, используемый в настоящее время в промышленных исследованиях, для сравнения двух комплексных векторных величин.

D. НАПРАВЛЕННОЕ УСТРОЙСТВО

Направленные устройства являются приборами, используемыми в релейной защите для определения направления потока мощности. Заземленные направленные устройства на базе цифрового компаратора, приведенного выше, являются быстродействующими, что делает их идеальными устройствами для применения в релейной защите и для совместной работы с устройствами определения дальности на базе цифрового компаратора.

Фиг. 5A иллюстрирует характеристики таких направленных устройств в R-X плоскости. В данном примере прямое направление соответствует потоку мощности в передающую линию. Обратное направление соответствует потоку мощности из передающей линии.

Направленные устройства разделяются на две категории: фазовые направленные устройства и заземленные направленные устройства. Фазовые направленные устройства работают в любых условиях. Заземленные направленные устройства работают только тогда, когда система электропитания не уравновешена. Разработаны следующие направленные устройства:

1. НАПРАВЛЕННОЕ УСТРОЙСТВО СО СМЕЩЕНИЕМ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ

Используя выходные сигналы цифрового фильтра с симметричными компонентами, следующие уравнения могут быть использованы для реализации направленного устройства со смещением отрицательной последовательностью:

$B1_k = FK2(V2_k + 2V2_{k-1} + V2_{k-2} - FK1B1_{k-1})$,

$B2_k = FK2(I2_k + 2I2_{k-1} + I2_{k-2} - FK1B2_{k-1})$,

$M_k = B2_kB1_{k-1} - B1_kB2_{k-1}$.

В приведенных уравнениях V2 и I2 являются выходными сигналами цифрового фильтра с симметричными компонентами. Этот пример рассмотрен ниже.

2. НАПРАВЛЕННОЕ УСТРОЙСТВО СО СМЕЩЕНИЕМ НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ

Следующие уравнения могут быть использованы для реализации направленного устройства со смещением нулевой последовательностью:

$B1_k = FR2(3V0_k + 2\bullet 3V0_{k-1} + 3V0_{k-2} - FK1B1_{k-1})$,

$B2_k = FK2(AA3I0_k + AB3I0_{k-1} + BB3I0_{k-2} - FK1B2_{k-1})$,

$M_k = B2_kB1_{k-1} - B1_kB2_{k-1}$,

где

$$AA = \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{1}{4\pi f\Delta t},$$

$$BB = \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{1}{4\pi f\Delta t},$$

$AB = AA + BB$.

В приведенных уравнениях $3V0 = VA+VB+VC$ и $3I0 = IA+IB+IC$.

3. ЗАЗЕМЛЕННОЕ НАПРАВЛЕННОЕ УСТРОЙСТВО С ТОКОВЫМ СМЕЩЕНИЕМ

Если $I_{pol}(t)$ является входным сигналом от точки заземления системы электропитания, то заземленное направленное устройство может быть создано для реализации следующих уравнений:

$$B1_k = FK2\left(\frac{3I0_k - 3I0_{k-2}}{\Delta t} - FK1B1_{k-1}\right),$$

$B2_k = FK2(Ipol_k + 2Ipol_{k-1} + Ipol_{k-2} - FK1B2_{k-1})$,

$M_k = B1_{k-1}B2_k - B2_{k-1}B1_k$.

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

4. ФАЗОВОЕ НАПРАВЛЕННОЕ УСТРОЙСТВО

Фазовое направленное устройство может быть создано для реализации следующих уравнений:

$B1_k = FK2(-VCB_k - 2VCB_{k-1} - VCB_{k-2} - FK1B1_{k-1})$,

$B2_k = FK2(AAIA_k + ABIA_{k-1} + BBIA_{k-2} - FK1B2_{k-1})$,

$M_k = B1_{k-1}B2_k - B2_{k-1}B1_k$,

где

$$AA = \left(\frac{1}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi f \Delta t}\right)'$$

$$BB = \left(\frac{1}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi f \Delta t}\right)'$$

AB = AA + BB

и VCB есть дельта-напряжение (VC - VB).

Другие направленные устройства могут быть реализованы на базе цифрового компаратора, приведенного выше. Ранее приведенные уравнения определяют "вращательный момент" данного устройства, которое может быть объединено с цифровым разделительным компаратором.

Фиг. 5C - 5F показывают обработку, выполняемую в направленных устройствах.

Фиг. 5C иллюстрирует поток данных в заземленном направленном устройстве со смещением отрицательной последовательностью, которое включает цифровой компаратор 20c и разделительный компаратор 30. Входные сигналы V2 и I2 цифрового компаратора 20c снимаются с фильтра с симметричными компонентами. Решение уравнений заземленного направленного устройства со смещением отрицательной последовательностью включает объединение отсчетов V2 и I2 для образования членов B1 и B2 и затем перекрестного перемножения для получения члена M_k, который подается на разделительный компаратор 30. Усилители, обозначенные через "CC", "EE", "FF", "FK1" и "FK2", имеют следующие коэффициенты усиления:

$CC = I/(I+\Delta t^2 KC/I+\Delta tKD/I)$,

$EE = \Delta t^2/I$,

$FF = 2+\Delta tKD/I$,

$FK1 = (2LB-\Delta tRB)/\Delta t$,

$FK2 = \Delta t/(\Delta tRB+2LB)$.

Фиг. 5D иллюстрирует поток данных в заземленном направленном устройстве со смещением нулевой последовательностью. Члены 3V0 и 3I0 получаются из реальных отсчетов величин системы электропитания (3V0 = VA+VB+VC и 3I0= IA+IB+IC). Решение уравнений заземленного направленного устройства со смещением нулевой последовательностью включает объединение отсчетов 3V0 и 3I0 для образования членов B1 и B2, которые являются входными сигналами цифрового компаратора 20d, и перекрестного перемножения для получения члена M_k, который подается на разделительный компаратор 30. Усилители, обозначенные через "AA55", "BB55" и "AB55", имеют следующие коэффициенты усиления:

$$AA55 = \sqrt{3}/4 - 1/(4\pi f \Delta t)'$$

$$BB55 = \sqrt{3}/4 - 1/(4\pi f \Delta t)'$$

AB55 = AA55 + BB55.

Фиг. 5E иллюстрирует поток данных в заземленном направленном устройстве с токовым смещением, которое включает цифровой компаратор 20e и разделительный компаратор 30. Входной сигнал 3I0 цифрового компаратора получается из реальных отсчетов величин системы электропитания (3I0 = IA+IB+IC) и отсчетов I_{pol}, являющихся реальными отсчетами тока, полученными от соответствующей точки заземления системы электропитания. Решение уравнений заземленного направленного устройства с токовым смещением включает объединение отсчетов 3I0 и I_{pol} для образования членов B1 и B2 и перекрестного перемножения для получения члена M_k, который подается на разделительный компаратор.

Фиг. 5F иллюстрирует поток данных в фазовом направленном устройстве (фаза A), которое включает цифровой компаратор 20f и разделительный компаратор 30. Входной сигнал VCB цифрового компаратора равен VC - VB, где VC и VB представляют собой реальные отсчеты напряжения фаз C и B. IA является комплексным током фазы A. Решение уравнений фазового направленного устройства включает объединение отсчетов VCB и IA для образования членов B1 и B2 и перекрестного перемножения для получения члена M_k, который подается на разделительный компаратор. Усилители, обозначенные через "AA52", "BB52" и "AB52", имеют следующие коэффициенты усиления:

$$AA52 = 1/4+\sqrt{3}/(4\pi f \Delta t)'$$

$$BB52 = 1/4+\sqrt{3}/(4\pi f \Delta t)'$$

AB52 = AA52 + BB 52.

Вышеописанные процедуры представляют собой типичные процедуры для направленных устройств. Специалисты в данной области понимают, что и другие направленные устройства могут быть реализованы на базе предложенного изобретения.

E. ФИЛЬТР СИММЕТРИЧНЫХ КОМПОНЕНТ

Величины симметричных компонент требуются для быстрой и надежной релейной защиты различных частей системы электропитания. Процедуры, приводимые ниже, обеспечивают симметричные компоненты в нестационарной форме. Эти процедуры используются в быстродействующих направленных устройствах и/или устройствах определения дальности. Три такие процедуры приведены ниже.

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ СУЩЕСТВУЮЩЕГО АНАЛОГОВОГО ФИЛЬТРА

Фиг. 6A показывает аналоговый фильтр. Компоненты положительной и отрицательной последовательностей в дискретной форме задаются следующими уравнениями:

$$V1_k = \frac{1}{3}(Va_k + Vb_k - 2Vc_k) + \left(\frac{1}{1+\frac{\Delta t}{R1C1}}\right)X'$$

$$X\left(\left(\frac{\Delta t}{R1C1}\right)\frac{1}{3}(2Vc_k - 2Vb_k) + VC1_{k-1}\right)$$

где

$$VC1_{k-1} = \left(\frac{\Delta t}{R1C1}\right)\frac{1}{3}(2Vc_{k-1} - 2Vb_{k-1}) + VC1_{k-2}$$

и

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

$$V1_k = \frac{1}{3}(Va_k - Vb_k) - VC2_k ,$$

где

$$VC2_k = \left(\frac{1}{1+\frac{\Delta t}{R2C2}}\right)\left(\left(\frac{\Delta t}{R2C2}\right)\frac{1}{3}(2Vc_k - 2Vb_k)\right) + VC2_{k-1}$$

.

Константы C1, R1, C2 и R2 могут быть тщательно подобраны для получения следующих оптимизированных уравнений. Существует набор констант R1, C1, R2, и C2, обеспечивающих минимальную ошибку и правильный фазовый сдвиг.

2. ПРЯМОЙ ФАЗОВЫЙ СДВИГ

Уравнения симметричных компонент имеют вид

$$I1 = \frac{1}{3}(IA + aIB + a^2 IC) ,$$

$$I2 = \frac{1}{3}(IA + a^2 IB + aIC) .$$

Эти уравнения могут быть реализованы с помощью фазосдвигающих тождеств

$$a = \left[-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi f}\frac{d}{dt}\right] ,$$

$$a^2 = \left[-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi f}\frac{d}{dt}\right] .$$

Поэтому в дискретной форме получаем

$$3I1_k = Ia_k + \left[-\frac{1}{2}Ib_k + \frac{\sqrt{3}}{4\pi f\Delta t}(Ib_k - Ib_{k-1})\right] + \left[-\frac{1}{2}Ic_k - \frac{\sqrt{3}}{4\pi f\Delta t}(Ic_k - Ic_{k-1})\right] ,$$

$$3I2_k = Ia_k + \left[-\frac{1}{2}Ib_k + \frac{\sqrt{3}}{4\pi f\Delta t}(Ib_k - Ib_{k-1})\right] + \left[-\frac{1}{2}Ic_k - \frac{\sqrt{3}}{4\pi f\Delta t}(Ic_k - Ic_{k-1})\right] .$$

3. ВЫВОД КОМПОНЕНТ КЛАРКА

По определению компоненты Кларка равны $I\alpha = 3I1+3I2 = 2Ia-Ib-Ic$,

$$I\beta = \frac{3I1+3I2}{j} = \sqrt{3}(Ib-Ic) .$$

Отсюда следует, что

$$3I1 = \frac{1}{2}(I\alpha + jI\beta) ,$$

$$3I2 = \frac{1}{2}(I\alpha - jI\beta) .$$

Используя оператор

$$j = \frac{1}{2\pi f}\frac{d}{dt}$$

получаем

$$3I1 = \frac{1}{2}(I\alpha + \frac{1}{2\pi f}\frac{dI\beta}{dt}) ,$$

$$3I2 = \frac{1}{2}(I\alpha - \frac{1}{2\pi f}\frac{dI\beta}{dt}) .$$

Преобразуя уравнения в дискретную форму, имеем

$$3I1_k = \frac{1}{2}(I\alpha_k + \frac{1}{2\pi f}\frac{I\beta_k - I\beta_{k-1}}{\Delta t}) ,$$

$$3I2_k = \frac{1}{2}(I\alpha_k - \frac{1}{2\pi f}\frac{I\beta_k - I\beta_{k-1}}{\Delta t}) .$$

Эта реализация является простейшей. Однако последующая операция по согласованию времени по отношению к производным должна быть выполнена, чтобы уменьшить погрешности и повысить точность способа

$$3I1_k = \frac{I\alpha_k - I\alpha_{k-1}}{4} + \frac{1}{4\pi f}(\frac{I\beta_k - I\beta_{k-1}}{\Delta t}) ,$$

$$3I2_k = \frac{I\alpha_k - I\alpha_{k-1}}{4} - \frac{1}{4\pi f}(\frac{I\beta_k - I\beta_{k-1}}{\Delta t}) .$$

Фиг. 6B и 6C схематически показывают иллюстративные варианты фильтров симметричных компонент в соответствии с процедурой 3 (компоненты Кларка) и 2 (прямой фазовый сдвиг) соответственно.

Фиг. 6B показывает объединение отсчетов IA, IB и IC для получения компонент $I\alpha$, $I\beta$ и последующей манипуляции с ними в соответствии с приведенными выше уравнениями для получения I1 (положительной) и I2 (отрицательной) компонент токов. Такой же процесс может быть выполнен для напряжений для получения положительной и отрицательной последовательностей компонент напряжений. Усилители, обозначенные через "A" и "B", имеют следующие коэффициенты

A = 1/4,

B = $1/(4\pi f\Delta t)$.

Фиг. 6C показывает объединение отсчетов IA, IB и IC с использованием эквивалента прямого фазового сдвига (A и B - константы) для получения компонент I1 и I2 токов. Аналогичная процедура может быть использована для получения положительной и отрицательной последовательностей компонент напряжений. В этом варианте усилители "A" и "B" имеют следующие коэффициенты усиления:

A = -1/2,

$$B = \sqrt{3}/(4\pi f\Delta t) .$$

F. УСТРОЙСТВО МАКСИМАЛЬНОГО ТОКА

Устройство максимального тока, приведенное ниже, использует цифровой алгоритм, который является быстродействующим и не ухудшается при смещениях постоянным током. Оно может быть использовано в качестве детектора уровня для напряжения или тока.

Для реализации одновходного устройства максимального тока один из входных сигналов цифрового компаратора должен быть смещенным по фазе. Используя этот критерий, следующие уравнения могут быть применены для реализации устройства максимального тока, не подверженного эффектам смещения постоянным током. Это устройство является сверхбыстродействующим.

$B1_k = FK2(IA_k + IA_{k-1} - FK1B1_{k-1})$,

$B2_k = FK2(IA_k + 2IA_{k-1} + IA_{k-2} - FK1B2_{k-1})$,

$M_k = B1_{k-1}B2_k - B2_{k-1}B1_k$.

Этот выходной сигнал "вращательного момента" (M_k) может быть подан на цифровой разделительный компаратор и противоположная константа вращательного момента может быть использована для

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

регулировки уровня разделения. В приведенных выше уравнениях IA может быть током, напряжением или любой другой величиной системы электропитания (такой, как например, симметричная компонента).

Фиг. 7 схематически показывает вариант устройства максимального тока 20g и его реализацию в соответствии с данным изобретением. Входные сигналы цифрового компаратора в этом варианте получаются, как показано, из единственной величины IA. Отсчеты комбинируются для получения величин B1 и B2 в соответствии с вышеприведенными уравнениями. Выходной сигнал M_k может подаваться на цифровой разделительный компаратор 30, описанный ниже. Усилители "FK1" и "FK2" имеют следующие коэффициенты усиления:

FK1 = (2LB-ΔtRB)/Δt,

FK2 = Δt/(ΔtRB+2LB),

RB = 1,0,

LB = 0,001.

G. РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЙ КОМПАРАТОР

Процедура, приводимая ниже, может быть использована для реализации цифрового устройства разделительного компаратора с задержкой. Цифровой разделительный компаратор входит в состав всех вариантов выполнения изобретения, приведенных выше. Разделительный компаратор ответственен за принятие решений о разделении. Другими словами, он решает, когда осуществлять индикацию работы устройства, к которому он подсоединен.

Цифровая модель перемещения контакта электромеханического цилиндрического устройства должна имитировать электромеханические характеристики цилиндрического устройства. Цифровой компаратор, приведенный на фиг. 3A, был использован для разработки цифрового разделительного компаратора (см. описание ниже).

На фиг. 8A

θ = угол вращения,

θ_T = угол разделения,

M = электромеханический вращательный момент,

MS = противоположный пружинный (силовой) вращательный момент,

MC = постоянный противоположный вращательный момент,

I = момент инерции цилиндра.

Электромеханическое уравнение для этой модели имеет вид

$$I\frac{d^2\theta}{dt^2} = (M-MC)-KD\frac{d\theta}{dt}-KS\theta \quad .$$

Преобразуя уравнение в дискретную форму для θ_k получаем

$$\theta_k\frac{1}{kEE}-\theta_{k-1}FF+\theta_{k-2} = CC(M-MC) \quad ,$$

где

$$EE = \frac{1}{1+\frac{\Delta tKD}{I}+\frac{\Delta t^2KC}{I}} \quad ,$$

$$FF = \frac{\Delta tKD}{I}+2 \quad ,$$

$$CC = \frac{\Delta t^2}{I} \quad .$$

В случае цифрового разделительного компаратора накладываются следующие условия:

Если (M_k - MC) < 0, то следующее θ_k равно нулю.

Если $\theta_k > \theta_T$, то следующее θ_k приравнивается к θ_T, и используется разделение.

Фиг. 8B схематически показывает один вариант цифрового разделительного компаратора 30 в соответствии с данным изобретением. Входным сигналом разделительного компаратора служит вращательный момент M_k (генерируемый любым из вышеописанных устройств) и, как показано на фиг. 8B, ограниченный двойным неравенством -MM<M_k<+MM, а затем противоположный вращательный момент смещения MC вычитается из M_k. Остальные схемы реализуют вышеприведенные уравнения. Выходной сигнал θ_k затем сравнивается с θ_T для разделения, как отмечено в условии 2. Коэффициенты усиления усилителей "CC", "EE" и "FF" определены выше.

Фиг. 9 и 10 иллюстрируют работу разделительного компаратора. Это устройство формирует сигнал логического "0" (ложно), если устройство в нерабочем состоянии, и формирует сигнал логической "1" (истинно), если устройство в рабочем состоянии. Переменная "0" представляет собой входной сигнал для блока и сравнивается с верхним и нижним пределами. Необходимо отметить, что фиг. 10, показывает типичные пределы, однако могут быть выбраны другие предельные значения.

Если мгновенное значение переменной "0" больше, чем 0,6, то в этом случае формируется сигнал логической "1" (истинно) для логических схем релейной защиты в устройстве с микропроцессорным управлением. Если это значение меньше, чем 0,6, то логический "0" (ложно) формируется для логических схем релейной защиты в устройстве с микропроцессорным управлением. В данном примере пределы изменения переменной составляют от 0 до 1.

Специалисты в данной области понимают, что настоящее изобретение может быть реализовано в устройствах и способах, не точно совпадающими с описанными выше. Цифровой разделительный компаратор используется в релейной защите для выполнения в цифровом коде функции(й) фазового компаратора. Цилиндрическое устройство в электромеханических реле является основным элементом в различных устройствах, используемых в релейной защите, включая устройства определения дальности, направленные устройства, устройства максимального или минимального тока, устройства максимального или минимального напряжения, контрольные устройства и в других специальных применениях. Цифровой компаратор представляет собой фазовый компаратор, который может быть использован для разработки релейных устройств наподобие тех, которые обсуждались выше.

Разработка приведенных выше алгоритмов цифрового компаратора основана на анализе работы цилиндрического устройства, но уравнения были изменены. Они не являются

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

точной моделью цилиндрического устройства. В самом деле, многообразие уравнений, констант, множителей, дальностей и др. , которые входят в уравнения, реализуемые в устройстве с микропроцессорным управлением, позволяет конструктору более гибко приспособить работу этого устройства, чем реального цилиндрического устройства.

Формула изобретения:

1. Устройство для сравнения в реальном времени двух сигналов (S1(t), S2(t)), каждый из которых представлен величиной и фазой, отличающееся тем, что содержит средство дискретизации для получения набора отсчетов каждого из двух сигналов, по крайней мере, в два различных момента времени, и вычислительное средство для вычисления момента $M_{к+1}$, соответствующего разности фаз двух сигналов на основе отсчетов.

2. Устройство по п. 1, отличающееся тем, что средство дискретизации выделяет отсчет ($S1_к$), представляющий величину первого из указанных сигналов в первый момент времени, выделяет отсчет ($S2_к$), представляющий величину второго из указанных сигналов в тот же первый момент времени; выделяет отсчет ($S1_{к+1}$), представляющий величину первого из указанных сигналов во второй момент времени, и выделяет отсчет ($S2_{к-1}$), представляющий величину второго из указанных сигналов в тот же второй момент времени.

3. Устройство по п. 2, отличающееся тем, что вычислительное средство включает средство для получения производных величин $B1_к$, $B2_к$, $B1_{к+1}$ и $B2_{к+1}$ по отсчетам $S1_к$, $S2_к$, $S2_{к+1}$, средство перемножения для умножения величин $B1_к$ на $B2_{к+1}$, и умножения величин $B2_к$ на $B1_{к+1}$ для получения первого произведения $B1_кB2_{к+1}$ и второго произведения $B2_кB1_{к+1}$; и суммирующее средство для сложения первого и второго произведений для получения результата вычислений ($M_{к+1}$), соответствующего разности фаз между указанными первой и второй комплексными векторными величинами.

4. Устройство по п. 3, отличающееся тем, что величины $B1_к$ и $B2_к$ находятся с помощью следующих соотношений:

$B1_к = FK2[S1_к+S1_{к-1}-FK1B1_{к-1}]$,

$B2_к = FK2[S2_к+S2_{к-1}-FKIB2_{к-1}]$,

в которых FK1 и FK2 являются константами, соответствующими заданным уравнениям.

5. Устройство по п. 4, отличающееся тем, что константы FK1 и FK2 определяются следующими соотношениями:

$$FK1 = \frac{\Delta t RB - 2LB}{\Delta t},$$

$$FK2 = \frac{\Delta t}{\Delta t RB + 2LB},$$

где RB и LB являются константами.

6. Устройство по п. 2, отличающееся тем, что отсчеты $S1_к$ и $S2_к$ получаются дискретизацией напряжения или тока в передающей линии.

7. Устройство по п. 6, отличающееся тем, что сигналы S1(t) и S2(t) представляют собой напряжения или токи, изменяющиеся по синусоидальному закону, или комбинацию напряжений и токов.

8. Устройство по п. 6, отличающееся тем, что содержит также средство для использования полученного результата вычислений $M_{к+1}$ для определения наличия повреждения в указанной передающей линии.

9. Устройство по п. 8, отличающееся тем, что полученный результат вычислений используется для обнаружения межфазного сбоя в системе трехфазной линии передач, а отсчеты S1(t) и S2(t) получаются из межфазных напряжений и комплексных токов.

10. Устройство по п. 8, отличающееся тем, что полученный результат вычислений используется для обнаружения сбоя фаза-земля в системе трехфазной линии передач, а S1(t) и S2(t) получаются из напряжений фаза-земля и комплексных токов.

11. Устройство по п. 6, отличающееся тем, что дополнительно содержит средство для использования полученного результата вычислений $M_{к+1}$ для определения направления потока мощности в передающей линии.

12. Устройство по п. 11, отличающееся тем, что совместно с фильтром симметричных компонент выходные последовательности компонент указанного фильтра являются входными сигналами устройства.

13. Устройство по п. 6, отличающееся тем, что дополнительно содержит средство для вычитания заданной константы (MC) из полученного результата вычислений $M_{к+1}$ и использования разности $M_{к+1}$ - MC для получения сигнала ($\theta_{к+1}$), определяющего энергию, содержащуюся в разностном сигнале S1(t)-S2(t).

14. Устройство по п. 6, отличающееся тем, что дополнительно содержит средство для использования полученного результата вычислений $M_{к+1}$ для того, чтобы определить, превосходит или нет напряжение или ток в передающей линии заданный пороговый уровень.

15. Устройство по п. 2, отличающееся тем, что дополнительно содержит средство масштабирования для преобразования полученного результата вычислений ($M_{к+1}$), причем средство масштабирования умножает полученный результат на заданный множитель, пропорциональный периоду дискретизации.

16. Способ формирования нестационарных сигналов положительных симметричных последовательностей компонент (I1) и отрицательных симметричных последовательностей компонент (I2) токов системы электропитания, включающий получение отсчетов указанных токов системы электропитания и использование цифровых логических схем для получения цифровых значений симметричных компонент (I1, I2) в реальном времени, отличающийся тем, что цифровые логические схемы включают системы элементов задержки, усилительные элементы и суммирующие элементы, соединенные в рабочем состоянии для формирования цифровых симметричных компонент в реальном времени, причем цифровые логические схемы формируют симметричные компоненты, пропорциональные Ilk и I2k, а I1 представляет собой ток положительной последовательности, I2 представляет собой ток отрицательной последовательности,

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2

нижний индекс k относится к цифровым отсчетам соответствующих компонент.

17. Способ по п. 16, отличающийся тем, что цифровые логические схемы формируют компоненты Кларка

Ia= 3I1+3I2= 2Ia-Ib-1c,

$$Ib = \frac{3I1-3I2}{j} = \sqrt{3}(Ib-Ic),$$

причем указанная система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), где Ia представляет собой ток в фазе-a, Ib представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

18. Способ по п. 17, отличающийся тем, что цифровые логические схемы получают отсчеты Ia, Ib и Ic; формируют величины $I\alpha_k$, $I\alpha_{k-1}$, $I\beta_k$ и $I\beta_{k-1}$; и затем составляют комбинации величин $I\alpha_k$, $I\alpha_{k-1}$, $I\beta_k$ и $I\beta_{k-1}$ для получения значений $I1_k$, $I1_{k-1}$, $I1_{k-2}$, $I2_k$, $I2_{k-1}$ и $I2_{k-2}$.

19. Способ по п. 16, отличающийся тем, что система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), причем цифровые логические схемы получают отсчеты Ia, Ib и Ic; формируют величины Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ib_{k-1}, Ic_k и Ic_{k-1} и затем составляют комбинации величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ib_{k-1}, Ic_k и Ic_{k-1} для получения значений $I1_k$ и $I2_k$, где Ia представляет собой ток в фазе-a, Ib представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

20. Устройство для формирования нестационарных сигналов положительных симметричных последовательностей компонент и отрицательных симметричных последовательностей компонент напряжений и токов системы электропитания, включающее средство дискретизации для получения отсчетов указанных токов системы электропитания и цифровые логические схемы для формирования положительных симметричных последовательностей компонент (I1) и отрицательных симметричных последовательностей компонент (I2) токов системы электропитания, включающие системы элементов задержки, усилительных элементов и суммирующих элементов, соединенных в рабочем состоянии для формирования цифровых симметричных компонент в реальном времени, отличающееся тем, что цифровые логические схемы формируют симметричные компоненты, пропорциональные Ilk и I2k, причем I1 представляет собой ток положительной последовательности, а I2 представляет собой ток отрицательной последовательности, нижний индекс k относится к цифровым отсчетам соответствующих компонент.

21. Устройство по п. 20, отличающееся тем, что система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), причем цифровые логические схемы формируют компоненты Кларка

Ia= 3I1+3I2= 2Ia-Ib-1c,

$$Ib = \frac{3I1+3I2}{j} = \sqrt{3}(Ib-Ic),$$

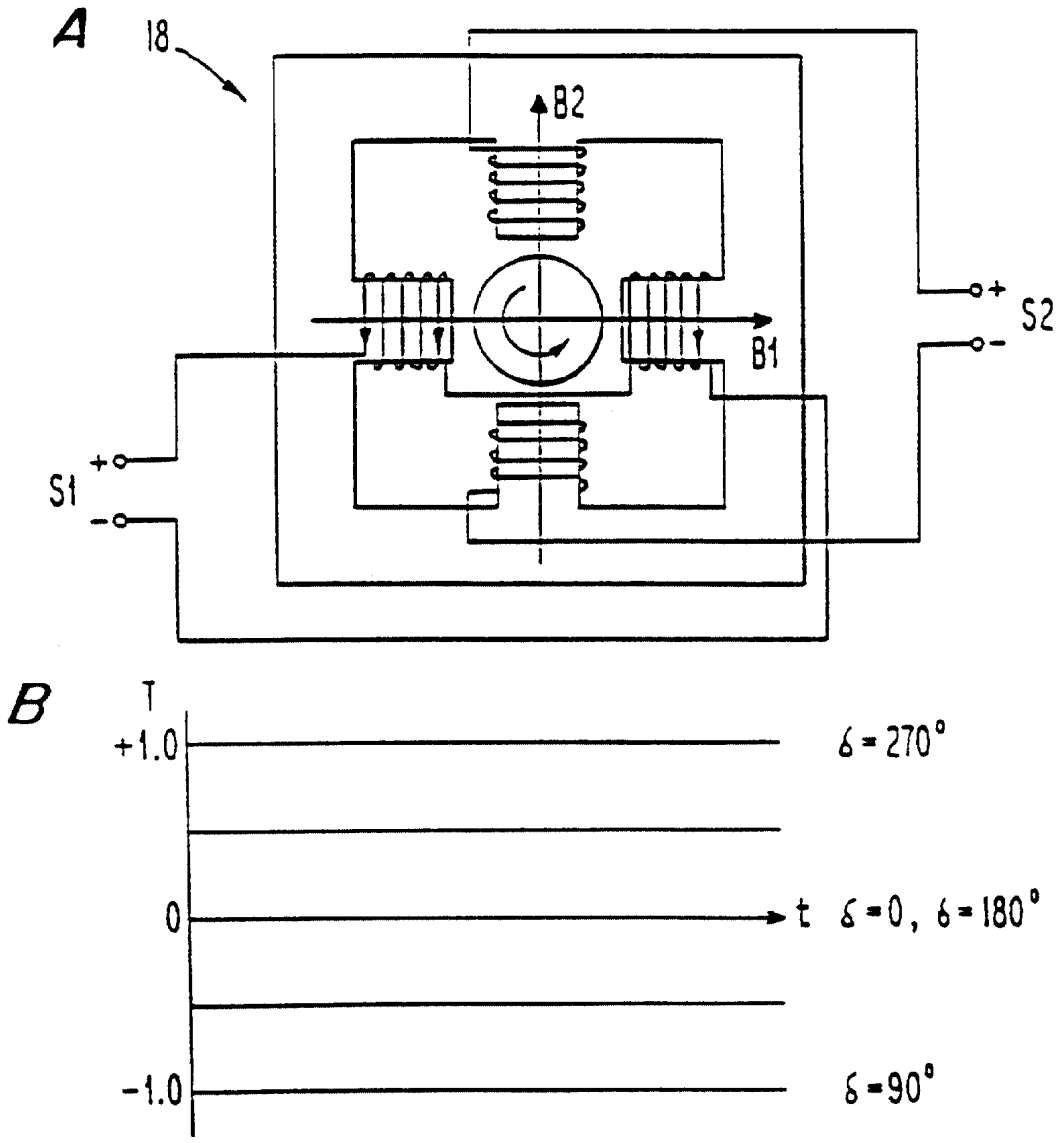
где Ia представляет собой ток в фазе-a, Ib представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

22. Устройство по п. 21, отличающееся тем, что цифровые логические схемы включают первый входной терминал для получения отсчетов тока Ia в фазе-a, второй входной терминал для получения отсчетов тока Ib в фазе-b и третий входной терминал для получения отсчетов тока Ic в фазе-c; средство для формирования величин $I\alpha_k$, $I\alpha_{k-1}$, $I\beta_k$ и $I\beta_{k-1}$; и средство для составления комбинаций величин $I\alpha_k$, $I\alpha_{k-1}$, $I\beta_k$ и $I\beta_{k-1}$ и получения значений $I1_k$, $I1_{k-1}$, $I1_{k-2}$, $I2_k$, $I2_{k-1}$ и $I2_{k-2}$.

23. Устройство по п. 20, отличающееся тем, что система электропитания включает первую фазу (фазу-a), вторую фазу (фазу-b) и третью фазу (фазу-c), причем цифровые логические схемы включают первый входной терминал для получения отсчетов тока Ia в фазе-a, второй входной терминал для получения отсчетов тока Ib в фазе-b и третий входной терминал для получения отсчетов тока Ic в фазе-c; средство для формирования величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ib_{k-1}, Ic_k и Ic_{k-1} и средство для составления комбинаций величин Ia_k, Ia_{k-1}, Ib_k, Ib_{k-1}, Ic_k и Ic_{k-1} для получения значений $I1_k$ и $I2_k$, где Ia представляет собой ток в фазе-a, Ib представляет собой ток в фазе-b и Ic представляет собой ток в фазе-c.

RU 2178582 C2

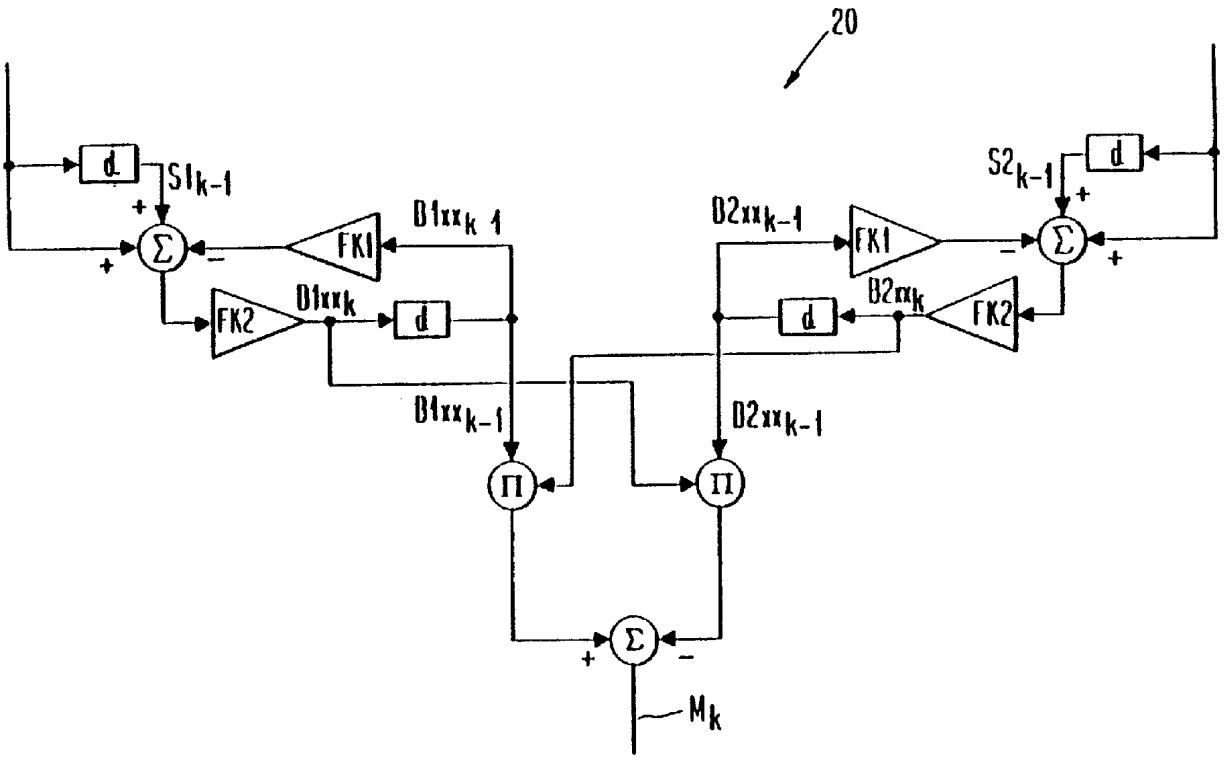
RU 2178582 C2



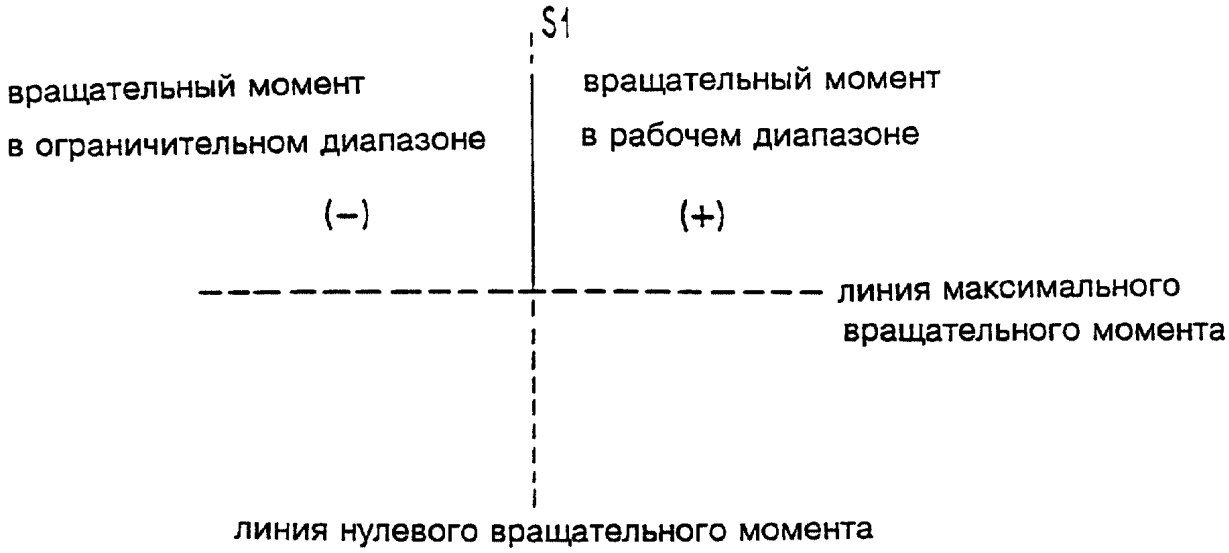
ФИГ. 2

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



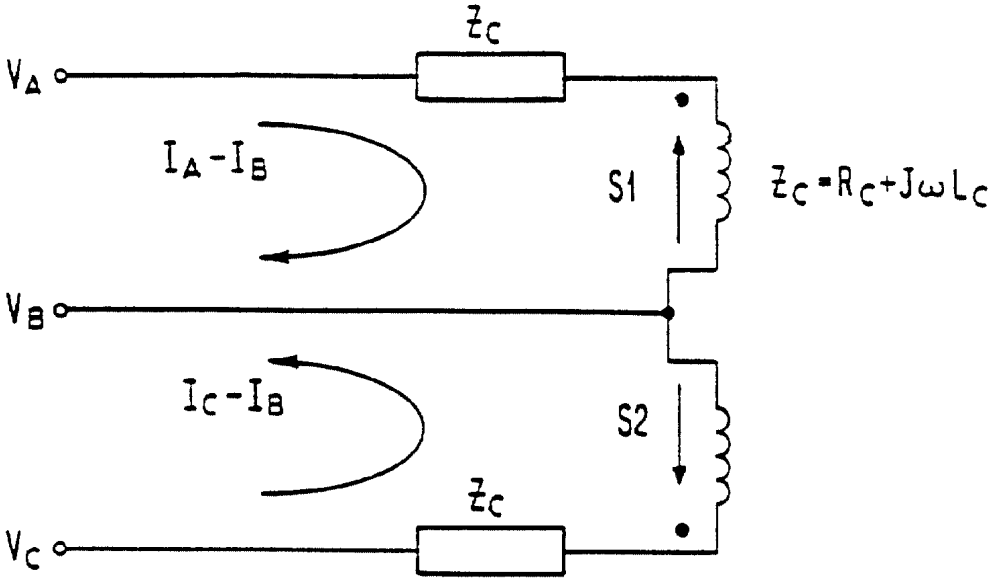
ФИГ. 3A



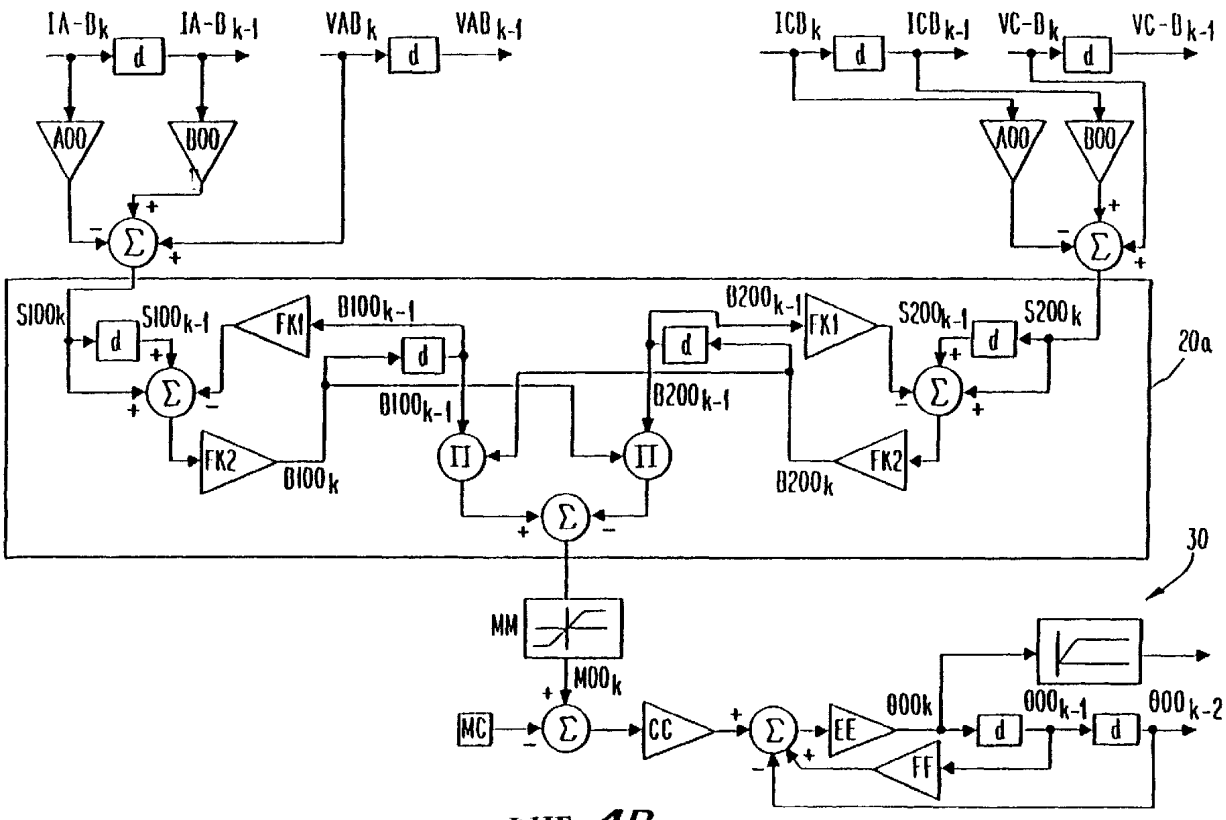
ФИГ. 3B

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



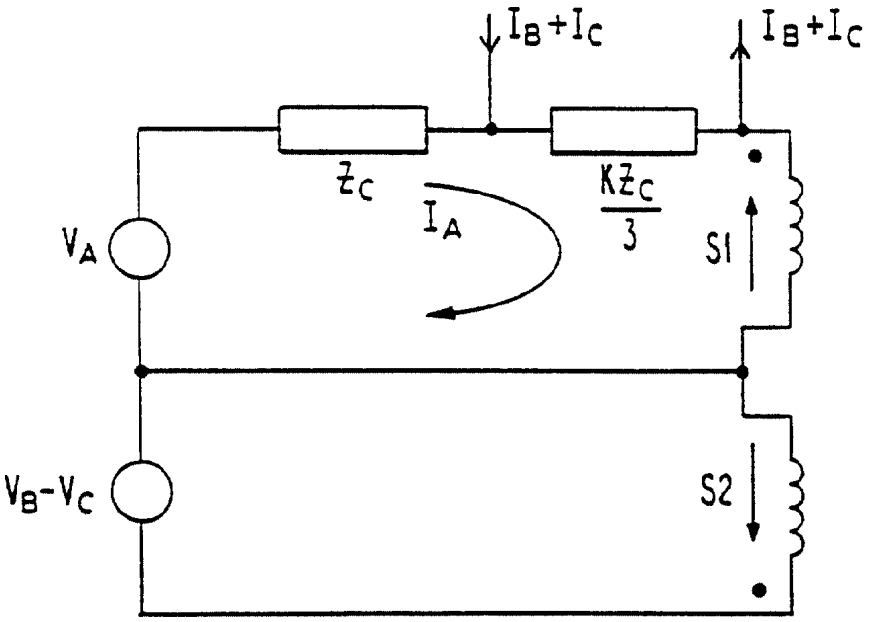
ФИГ. 4 А



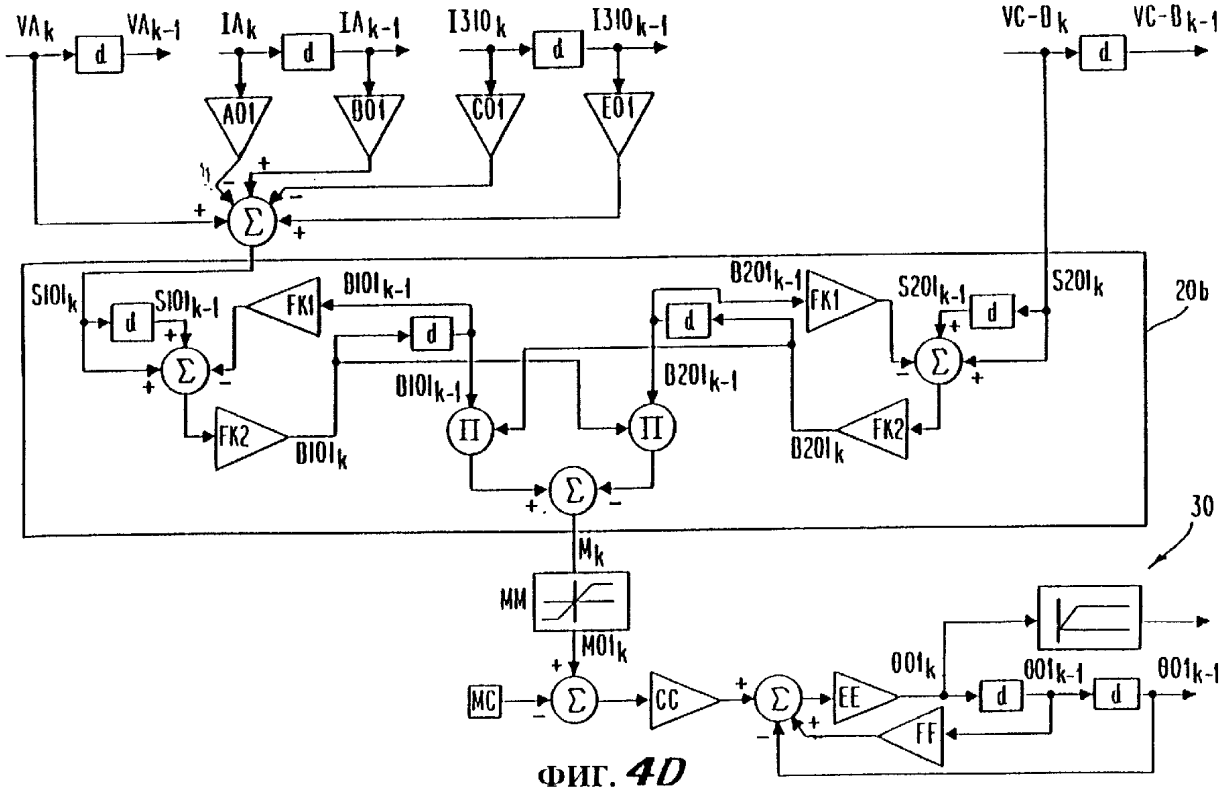
ФИГ. 4В

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



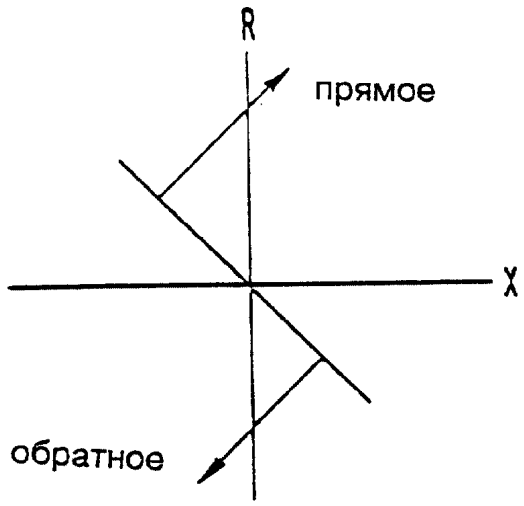
ФИГ. 4 C



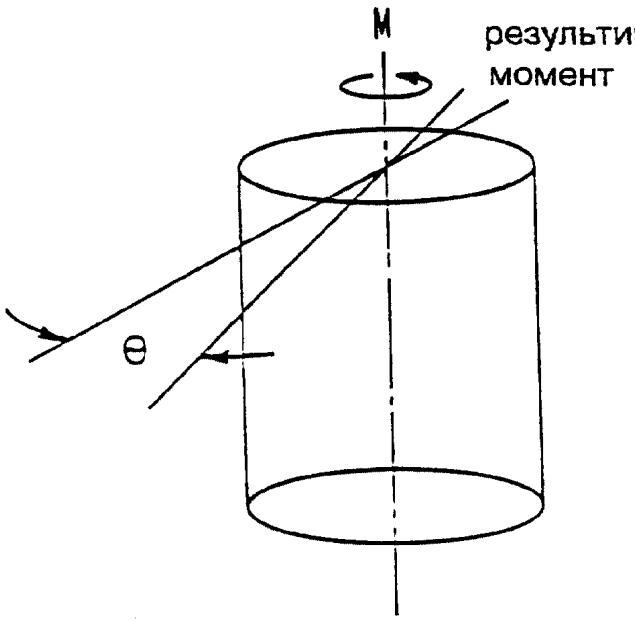
ФИГ. 4D

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



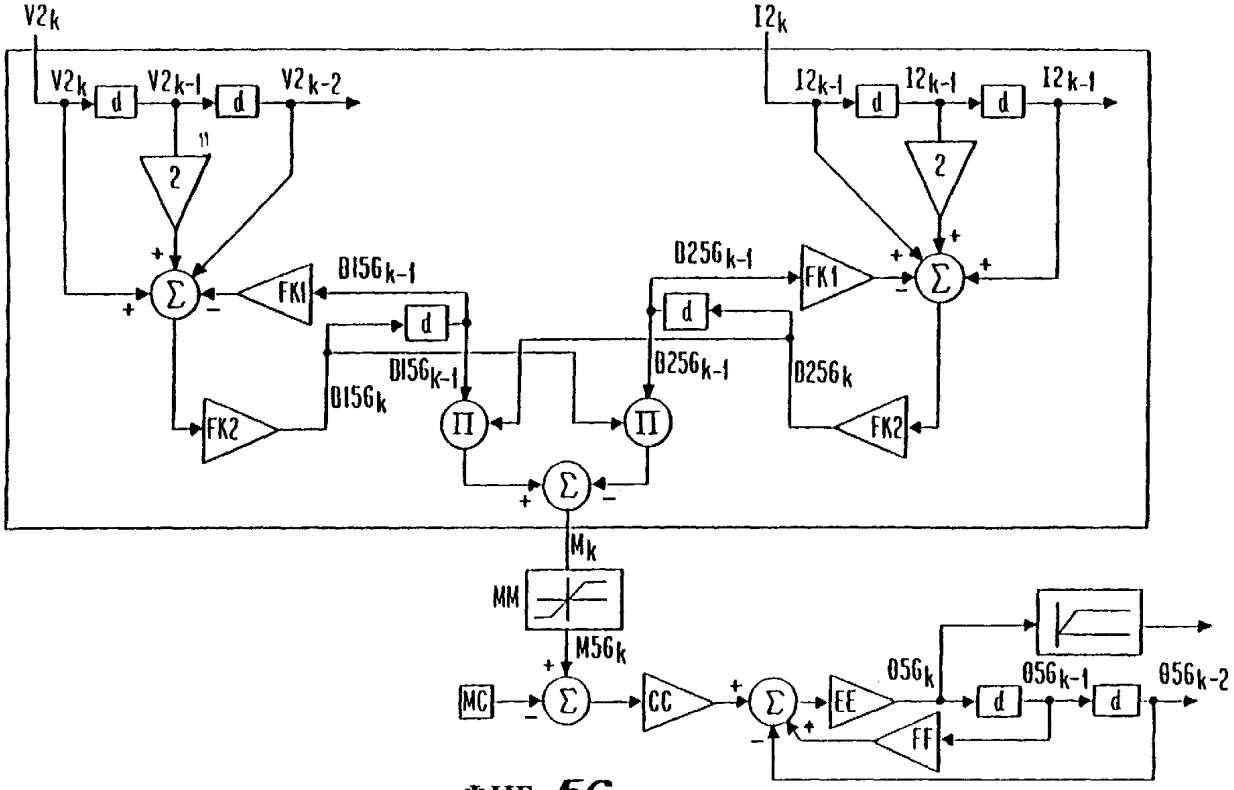
ФИГ. 5 A



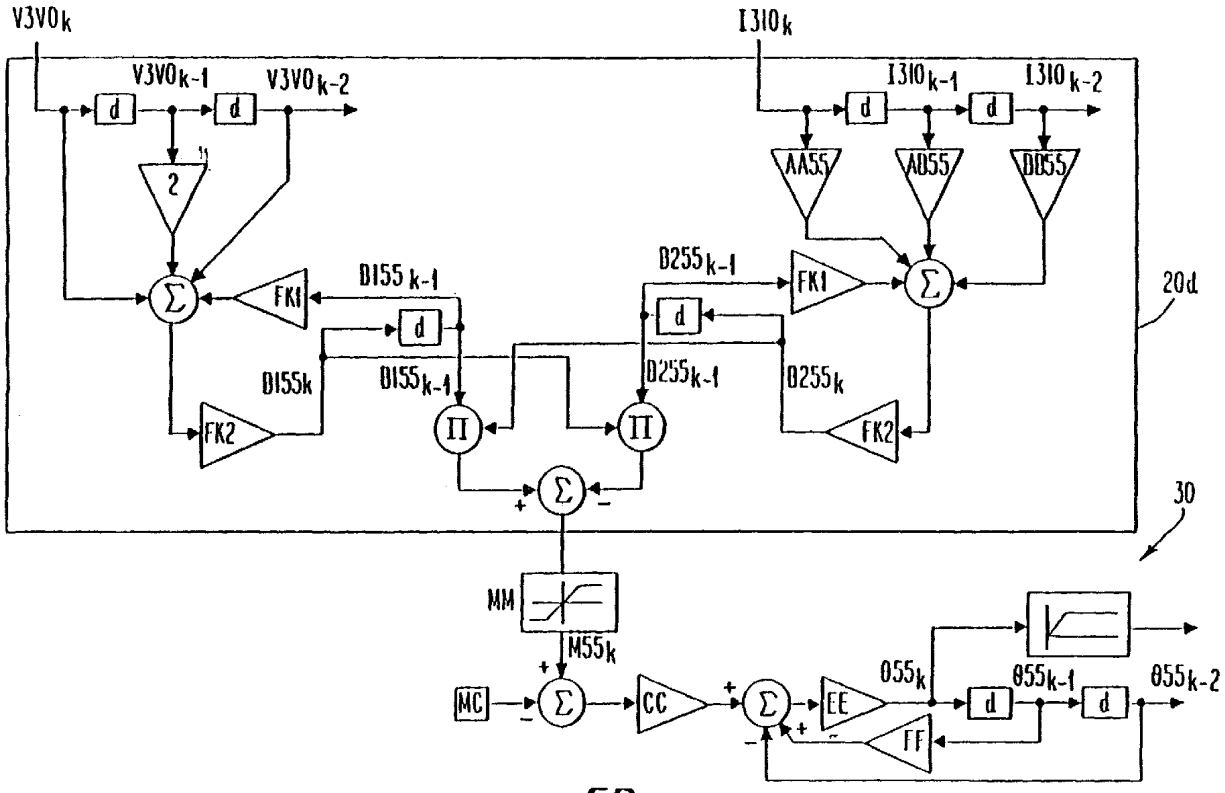
ФИГ. 5 B

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



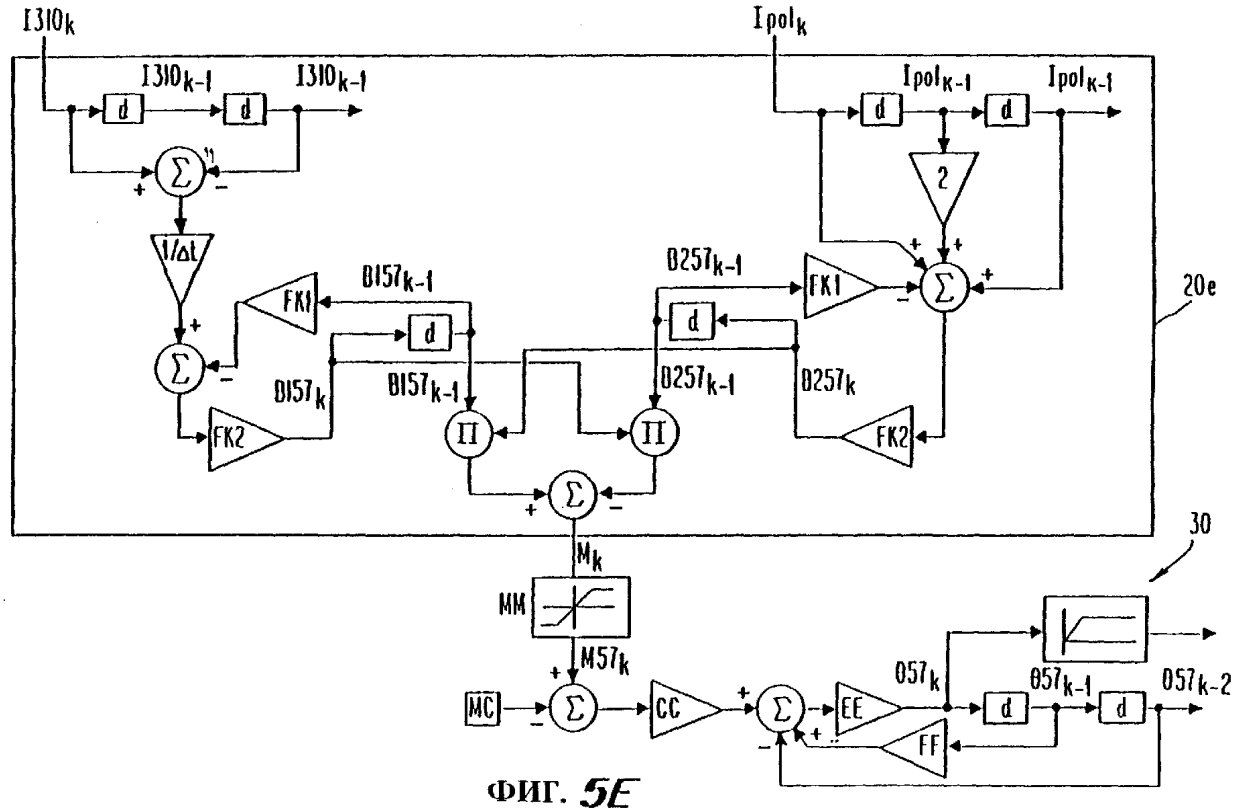
ФИГ. 5C



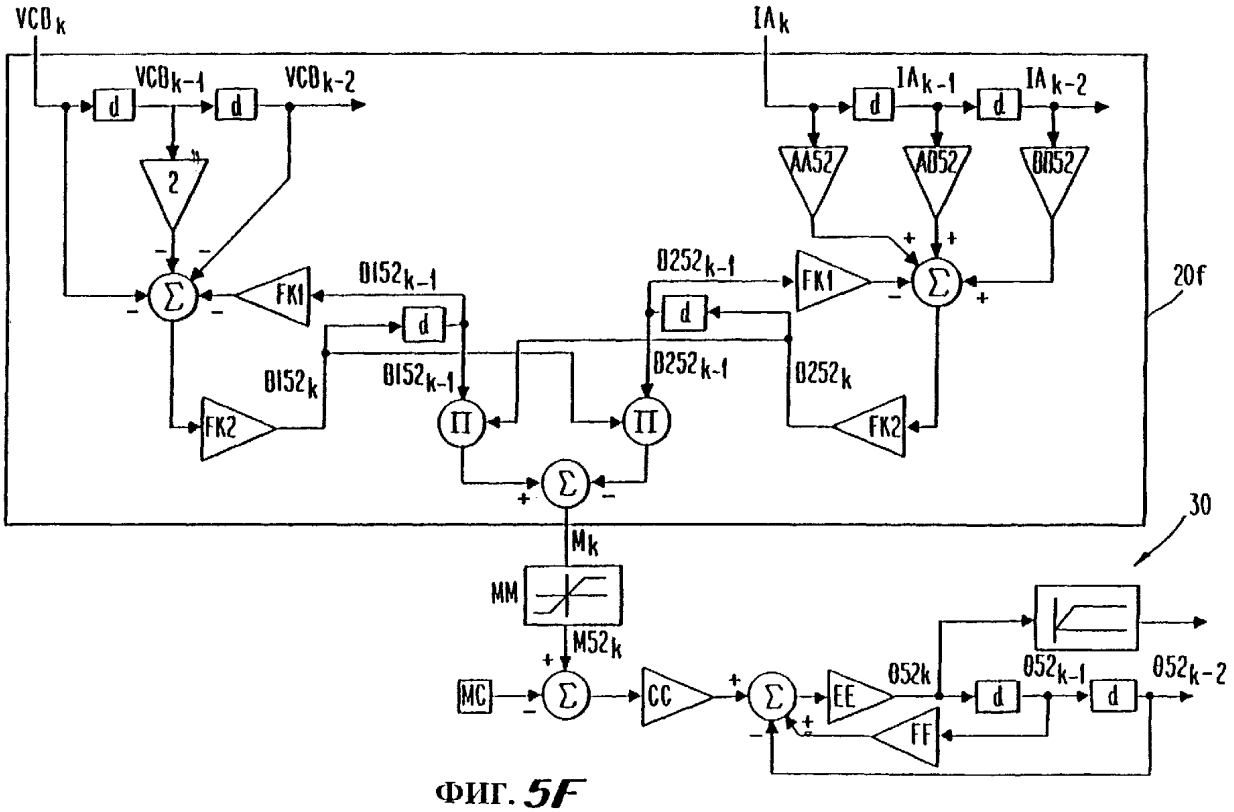
ФИГ. 5D

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



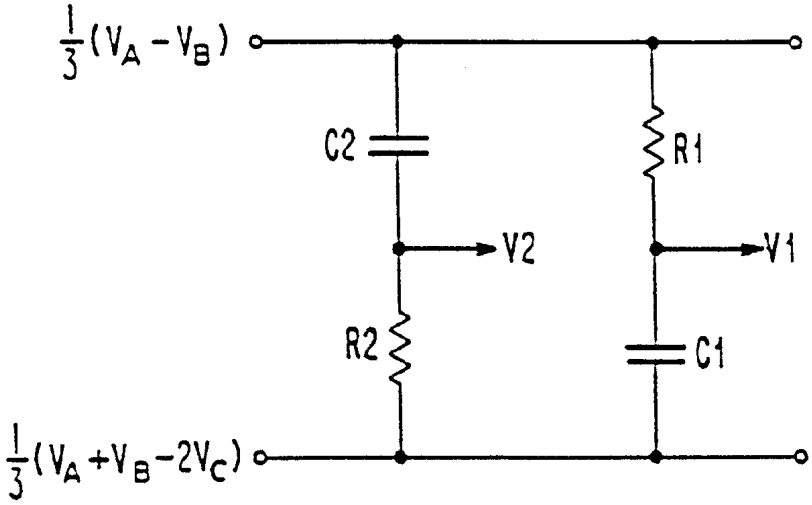
ФИГ. 5E



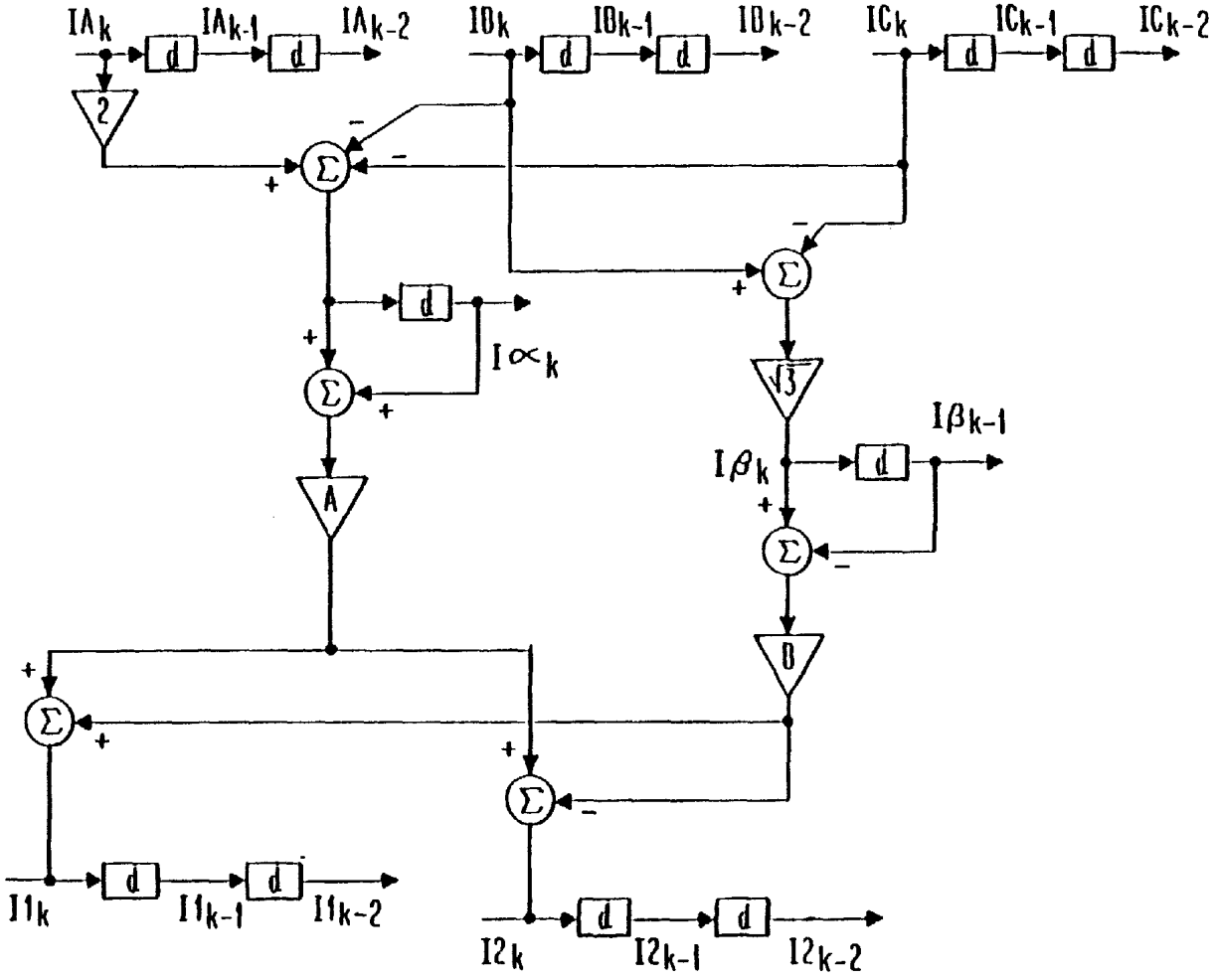
ФИГ. 5F

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



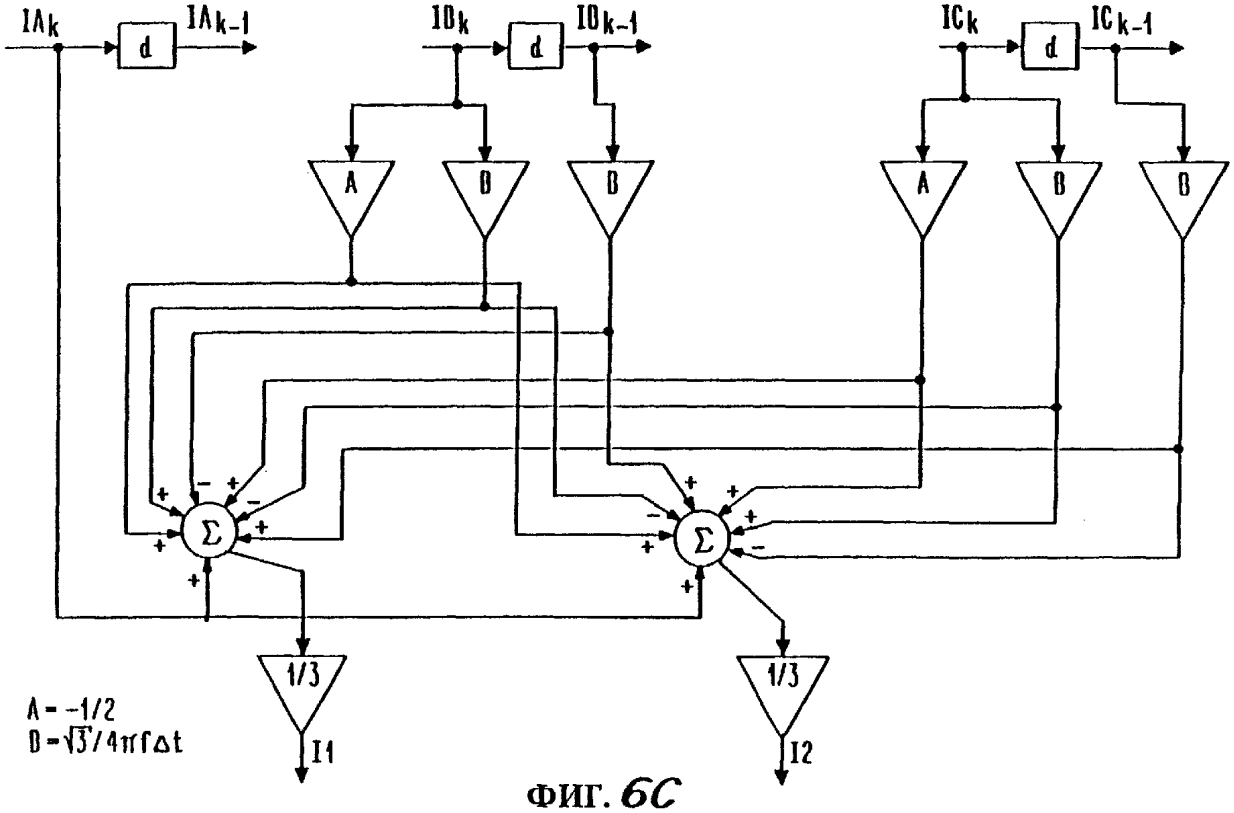
ФИГ. 6A



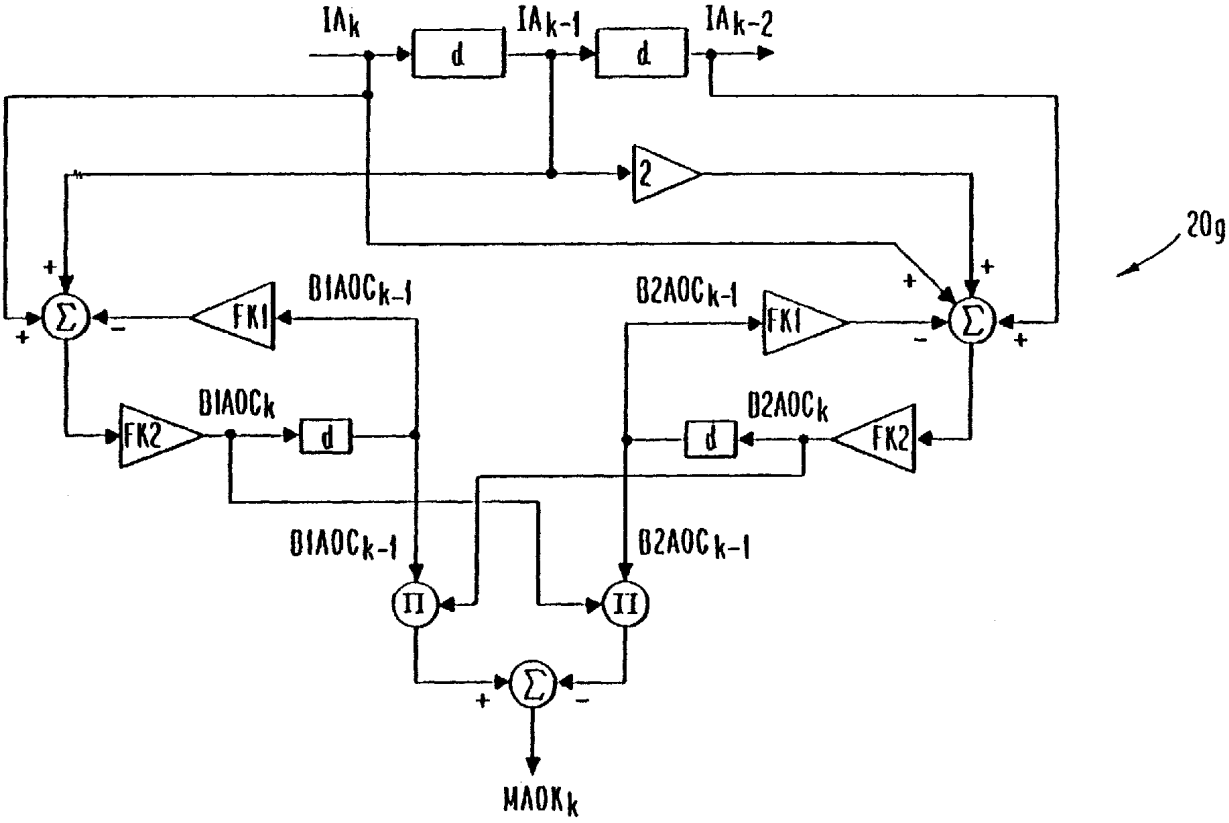
ФИГ. 6B

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2



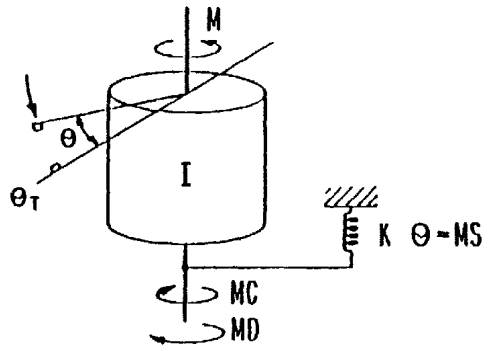
ФИГ. 6С



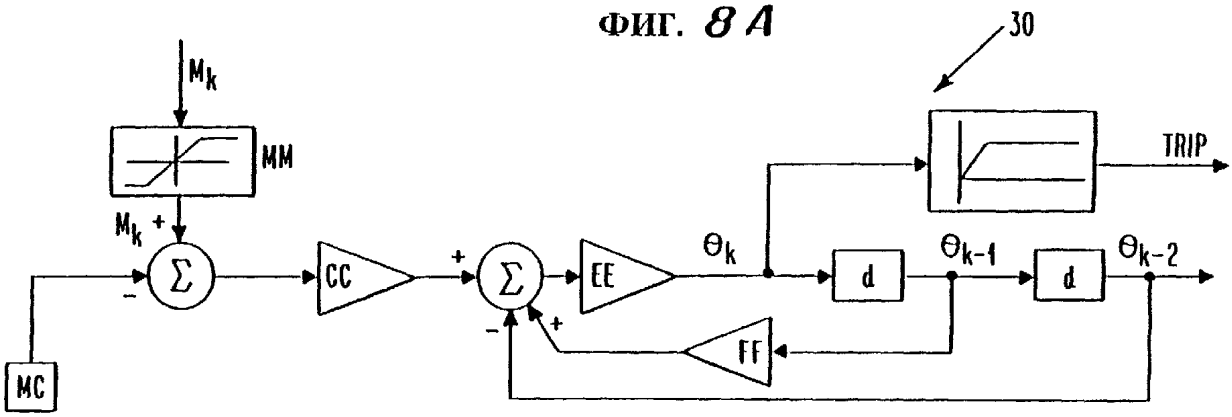
ФИГ. 7

RU 2178582 C2

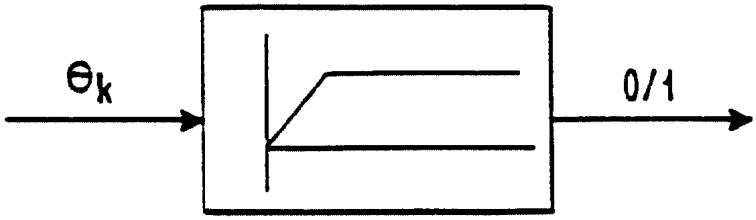
RU 2178582 C2



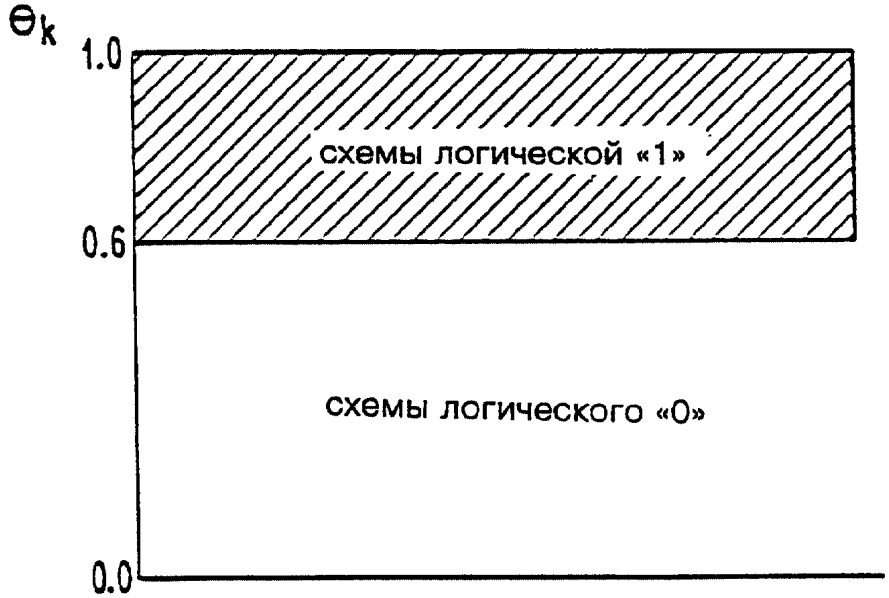
ФИГ. 8A



ФИГ. 8B



ФИГ. 9



ФИГ. 10

RU 2178582 C2

RU 2178582 C2