

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано для создания пучков когерентного излучения.

Для создания помех устройствам, использующим лазерное излучение, может быть использован способ суммирования излучения  $N$  лазеров в одной точке, при этом лазеры располагаются на конической поверхности так, что оптические оси пучков излучения лазеров пересекаются в вершине конической поверхности, а из точки суммирования суммарная мощность или канализируется, или используется в этой точке [1]. Этот способ, являясь наиболее близким по своей технической сущности к предлагаемому изобретению, взят за прототип.

Недостатком прототипа является то, что имеющее в нем место суммирование некогерентно, т.к. каждый  $i$ -тый пучок имеет как различные частоты, так и фазы по сравнению с другими пучками. По этой причине энергопотенциал в точке суммирования пропорционален первой степени числа суммируемых источников. Энергопотенциал  $\mathcal{E}(\varphi, \theta)$  определяется как произведение всей излучаемой мощности на коэффициент усиления излучающей системы. При когерентном суммировании  $N$  источников энергопотенциал пропорционален квадрату числа суммируемых источников:

$$\mathcal{E}(\varphi, \theta) = P_0 g_{or}(\varphi, \theta) N^2,$$

где  $P_0$  - мощность одного источника;

$g_{or}(\varphi, \theta)$  - реализуемый коэффициент усиления  $i$ -го источника в направлении  $\varphi, \theta$  в составе излучающей системы.

Цель изобретения - получить пучок с высокой плотностью мощности в нем.

Поставленная цель достигается тем, что частоты суммируемых пучков излучения  $N$  лазеров выравнивают путем гетеродинирования частей колебаний каждого из  $N$  лазеров и колебания опорного лазера, выделения из полученного спектра сигналов "разностных" частот, определения и уточнения цифровым способом каждой из  $N$  "разностных" частот, синтеза полученных цифровыми кодами  $N$  сигналов акустооптической модуляции, возбуждения каждым синтезированным  $i$ -м сигналом  $i$ -й ультразвуковой волны в  $i$ -й упругой оптически прозрачной среде, дифракции Брэгга колебаний  $i$ -го лазера на неоднородностях  $i$ -й упругой оптически прозрачной среды, обусловленных прохождением  $i$ -й ультразвуковой волны и смещения частоты колебаний  $i$ -го лазера к частоте колебаний опорного лазера, т.е. выравнивания частот дифракционных максимумов  $i$ -го порядка (ДМ) <sub>$i$</sub> . Фазы суммируемых акустооптически промодулированных пучков одинаковой частоты выравнивают путем модуляции по фазе цифровым способом колебаний каждого из  $N$  лазеров сигналом, число ступеней которого составляет  $2^n$ , где  $n$  - номер наименьшего дискрета состояния сигнала  $\varphi_{\min} = \pi/2^n$ , период сигнала равен  $T_n = 1/F_n$ , модуляции по фазе цифровым способом каждого из  $N$  синтезированных колебаний сигналом, число ступеней которого составляет  $2^p$ , где  $p$  - номер наименьшего дискрета состояния сигнала  $\varphi_{\min} = \pi/2^p$ , период сигнала равен  $T_p = 1/F_p$ , гетеродинирования частей (ДМ) <sub>$i$</sub>  и колебаний опорного лазера, выделения из продуктов гетеродинирования сигналов частоты  $F_n$ , детектирования по фазе каждого из выделенных сигналов частоты  $F_n$  с опорным сигналом той же частоты, внесения в фазу каждого из синтезированных колебаний (сигналов акустооптической модуляции) величины

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi}{T_p} \Delta T_{pij},$$

определяемой разностью фаз между выделенным колебанием частоты  $F_n$  и опорным колебанием той же частоты, где  $T_p$  - период сигнала с числом ступеней  $2^p$ ;  $\Delta T_{pij}$  - временная задержка между  $i$ -м и  $j$ -м сигналами с числом ступеней  $2^p$ .

Способ определения значения  $i$ -й разностной частоты на основе возбуждения каждым  $i$ -м сигналом "разностной" частоты  $i$ -й ультразвуковой волны в упругой оптически прозрачной среде, освещения этой среды когерентной световой волной, дифракции этой волны на неоднородностях физической среды, обусловленных прохождением  $i$ -й ультразвуковой волны, фокусировки дифракционного максимума первого порядка продифрагировавшейся световой волны на плоскость изображения преобразования оптических сигналов в электрические и определение частоты сигнала  $i$ -й "разностной" частоты по расположению амплитуды возбужденного электрического сигнала в плоскости изображения, при этом с целью повышения точности определения значения частоты сигнала "разностной" частоты измеряют амплитуды, полученные в результате фотоэлектрического преобразования на  $K$  равных уровнях ( $K = 1, 2, \dots$ ), начиная с первого, лежащего в пределах от нуля до минус 3дБ, причем 0дБ совпадает с максимальными значениями амплитуды  $i$ -го фотоэлектрически преобразованного сигнала, а значение частоты сигнала "разностной" частоты определяют путем усреднения измеренных на  $K$  уровнях амплитуды  $i$ -го фотоэлектрически преобразованного сигнала "разностной" частоты. Результаты усреднения представляют в виде кода, содержащего целую и дробную части, причем целая часть кода соответствует либо ближайшему максимуму  $i$ -й фотоэлектрически преобразованной амплитуды сигнала "разностной" частоты, либо ближайшему центру полу расстояния между двумя ближайшими максимумами  $i$ -го и  $(i + 1)$ -го ( $i - 1, i$ -го) фотоэлектрически преобразованных равноамплитудных сигналов "разностной" частоты, а дробная часть кода соответствует усредненному значению частоты сигнала "разностной" частоты, которое расположено между этими двумя точками.

Уточнение кода частоты  $i$ -го сигнала "разностной" частоты достигается тем, что дробную часть кода частоты этого сигнала преобразуют в код рассогласования по частоте, направление максимума оптического сигнала в плоскости изображения перемещают до совпадения этого максимума либо с направлением, соответствующим ближайшему максимуму  $i$ -го фотоэлектрически преобразованного сигнала в плоскости изображения, либо с направлением, соответствующим ближайшему центру полу расстояния между  $i$ -м и  $(i + 1)$ -м, ( $i - 1, i$ -м) равноамплитудными фотоэлектрически преобразованными сигналами в плоскости изображения путем переноса частоты сигнала "разностной" частоты "вверх", "вниз" по частоте за счет модуляции по фазе  $i$ -го сигнала "разностной" частоты сигналом, число ступеней которого составляет  $2^q$ , где  $q$  - номер наименьшего дискрета состояния сигнала с числом ступеней  $2^q$   $\varphi_{\min} = \pi/2^q$ , период сигнала с числом ступеней  $2^q$  (его частоту) синтезирует кодом рассогласования по частоте.

После выравнивания частот и фаз колебаний  $N$  (ДМ) <sub>$i$</sub>  эти пучки суммируют и канализируют.

В основу когерентного суммирования излучения  $N$  лазеров положено явление акустической дифракции

Брэгга, сущность которой иллюстрируется фиг.1, где показаны световые пучки 1 частоты  $\nu$ , направляемые на звукопровод 2, в котором распространяется высокочастотная (частоты  $\omega$ ) ультразвуковая волна 3. При определенных критических углах падения  $\pm\alpha_b$  падающий световой пучок возбуждает дополнительный пучок, направление распространения которого отличается от направления падающего пучка на  $2\alpha_b$ . Угол  $\alpha_b$ , называемый углом Брэгга, определяется соотношением

$$\sin \alpha_b = \frac{\lambda}{\Lambda},$$

где  $\lambda$  - длина волны света в материале звукопровода;

$\Lambda$  - длина акустической волны.

Если световой пучок падает под тупым углом к направлению распространения фронтов звуковой волны, то между направлением распространения звуковой волны и дифрагированным световым пучком также образуется тупой угол (верхняя часть фиг.1). Дифрагированный пучок, называемый в этом случае минус 1 - м порядком, оказывается смещенным по частоте вниз на величину частоты  $\omega$  (отрицательный доплеровский сдвиг). Нижняя часть фиг.1 иллюстрирует брэгговскую дифракцию со смещением частоты вверх, в этом случае дифрагированный пучок называется плюс 1 - м порядком. Следует отметить, что падающее излучение может быть полностью отклонено на угол Брэгга, т.е. практически все падающее излучение дифрагирует в один ДМЛ.

Частота лазерного излучения  $\nu$  в Гц связана с длиной волны  $\lambda$  в мкм следующим соотношением

$$\nu [\text{Гц}] = 3 \cdot 10^{14} \frac{1}{\lambda [\text{мкм}]}.$$

Если  $\lambda = 1 \text{ мкм}$ , то  $\nu = 3 \cdot 10^8 \text{ МГц}$ .

Как показывает опыт, разброс частот лазеров  $\Delta\nu_{\text{отн}}$  (относительная нестабильность частоты излучения) составляет

$$\Delta\nu_{\text{отн}} = 10^{-6} \dots 10^{-15}.$$

При значениях  $\Delta\nu_{\text{отн}} = 10^{-5} \dots 10^{-6}$  разброс  $\Delta f$  будет находиться в пределах  $\Delta f = 30 \dots 300 \text{ МГц}$ .

Для выравнивания частот колебаний суммируемых пучков относительно частоты сигнала опорного пучка необходимо определить "разностные" частоты между частотами каждого из суммируемых пучков и частотой опорного пучка. Затем сигналом  $i$  - й "разностной" частоты возбудить  $i$  - й акустооптический модулятор (АОМ), который перенесет частоту  $i$  - го пучка к частоте опорного пучка. При этом "разности" частот сигналов каждого из лазеров относительно опорного пучка не должны превышать полосы рабочих частот АОМ. Если частота колебаний опорного лазера равна  $\nu_0$ , то (фиг. 2а, б)

$$\nu_1 - \nu_0 = \Delta f_1; \nu_2 - \nu_0 = \Delta f_2; \nu_N - \nu_0 = \Delta f_N.$$

Для того, чтобы все частоты суммируемых пучков были равны частоте  $\nu_0$ , эти частоты необходимо в данном случае перенести "вверх" на значения  $\Delta f_1 \dots \Delta f_i \dots \Delta f_N$  (фиг.2в, г, д), что достигается возбуждением ультразвуковых волн соответствующих частот в соответствующих АОМ, дифракцией пучков лазеров на этих волнах и выравнивание частот их колебаний относительно частоты опорного пучка.

Таким образом, для выравнивания частот излучения лазеров необходимо:

1. Гетеродинированием выделить сигналы "разностных" частот  $f_{pi}$  пучков излучения между  $i$  - ми и опорным колебанием.
2. Найти значения "разностных" частот и уточнить их с помощью акустооптического дефлектора (АОД).
3. Синтезировать сигналы  $U_{ci}$  частот  $f_{ci}$  кодами "разностных" частот  $f_{pi}$ , при этом  $f_{pi} = f_{ci} \dots f_{pN} = f_{cN}$ .
4. Модулированием каждого из АОМ<sub>i</sub>, которые возбуждаются в режиме дифракции Брэгга сигналами  $f_{ci}$  сместить частоты  $\nu_i$  дифракционных максимумов  $i$  - го порядка (ДМ<sub>i</sub>) к частоте  $\nu_0$  опорного лазера.

Выравненные по частоте ДМ<sub>i</sub> необходимо выровнять по фазе, для чего требуется выполнить следующую последовательность действий.

1. Колебания каждого из лазеров модулируются по фазе сигналом с числом ступеней  $2^n$  [9], где  $n$  - номер наименьшего дискрета состояния фазы  $\varphi_{\text{pmin}} = \pi/2^n$ , период сигнала  $T_n = 1/F_n$ , т.е. колебание каждого из лазеров переносится по частоте цифровым способом на величину  $F_n$ , а в фазу колебаний каждого из лазеров вносится фаза сигналу частоты  $F_n$ .

2. Колебания синтезированных частот  $U_{ci}$  промодулировать сигналом с числом ступеней  $2^p$ , где  $p$  - номер наименьшего дискрета состояния фазы  $\varphi_{\text{pmin}} = \omega/2^p$ , период сигнала  $T_p = 1/F_p$ . Таким образом, частоты синтезированных колебаний переносятся на одну и ту же величину  $F_p$  цифровым способом, а в фазу - вносится фаза колебания  $F_p$ , что в свою очередь позволяет внести фазу колебаний частоты  $F_p$  в фазу каждого акустооптически промодулированного (ДМ<sub>i</sub>).

3. Поскольку фазовая информация, содержащаяся в (ДМ<sub>i</sub>), полностью сохраняется в функции гетеродинированного поля, то в фазе выделенных сигналов частоты  $F_n$  также сохраняется эта информация и при сравнении фазы выделенных сигналов этой частоты с фазой опорного сигнала той же частоты с помощью операции фазового детектирования появляется напряжение, определяемое разностью фаз сравниваемых по фазе колебаний.

4. В фазу каждого из синтезированных колебаний  $U_{ci}$  вносится величина

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi}{T_p} \Delta T_{pij},$$

определяемая разностью фаз между колебаниями соответствующих ДМ<sub>i</sub> и колебаниями опорного пучка (лазера), где  $T_p$  - период сигнала с числом ступеней  $2^p$ ,  $\Delta T_{pij}$  - временная задержка между  $i$  - й и  $j$  - й сигналами с числом ступеней  $2^p$ .

Заявителю и автору неизвестны технические решения, содержащие признаки, эквивалентные отличительным признакам заявляемого способа, поэтому, заявляемый способ, по нашему мнению, удовлетворяет критерию новизны и существенных отличий.

Введение в способ новых последовательностей действий над материальным объектом-сигналом позволяет производить когерентное суммирование пучков излучения серийно выпускаемых лазеров и

получить когерентный пучок с высокой плотностью мощности.

Известно устройство с лазерами, расположенными так, что оптические оси пучков лазеров пересекаются в вершине конической поверхности. Недостатком устройства-прототипа является то, что это устройство не позволяет осуществить когерентное суммирование пучков излучения лазеров, т.к. частоты и фазы суммируемых пучков различны, поэтому суммирование - некогерентно.

Цель изобретения - осуществить когерентное суммирование пучков излучения лазеров. Поставленная цель достигается тем, что в устройство, реализующее когерентное суммирование излучения, введены устройство деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков с  $N$  входами сигналов частот модуляции  $F_n$ ,  $N$  входами сигналов акустооптической модуляции,  $N$  выходами сигналов "разностных" частот,  $N$  выходами сигналов фазовой автоподстройки суммируемых пучков и выходом суммарного когерентного пучка, являющегося выходом всего устройства суммирования когерентных пучков, введены  $N$  устройств усреднения и уточнения значений "разностных" частот с  $N$  входами сигналов "разностных" частот и  $N$  выходами кодов "разностных" частот, введены  $N$  устройств частотной и фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков с  $N$  входами сигналов частотной и фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков, с  $N$  входами кодов "разностных" частот и  $N$  выходами сигналов частот  $F_n$ ,  $N$  выходами сигналов акустооптической модуляции, причем  $N$  входов сигналов частот  $F_n$  устройства деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков соединены с соответствующими  $N$  выходами сигналов частот  $F_n$  устройств частотной и фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков,  $N$  входов сигналов акустооптической модуляции устройства деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков соединены с соответствующими  $N$  выходами сигналов акустооптической модуляции устройств частотной и фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков,  $N$  выходов сигналов "разностных" частот устройства деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков соединены с соответствующими входами сигналов "разностных" частот устройств усреднения и уточнения значений "разностных" частот,  $N$  выходов сигналов фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков устройства деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков соединены с соответствующими  $N$  входами сигналов фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков устройства частотной и фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков,  $N$  выходов кодов "разностных" частот устройств усреднения и уточнения значений "разностных" частот соединены с соответствующими входами кодов "разностных" частот устройства частотной и фазовой автоподстройки колебаний суммируемых пучков.

Введенное устройство деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков содержит  $N$  оптических каналов ( $N$  оптических входов) опорного лазера, каждый из которых содержит оптически связанные  $i$  - ю полупрозрачную грань  $N$ -гранной пирамиды,  $i$  - е первое полупрозрачное зеркало с  $i$  - м зеркалом первого  $i$  - го фотосмесителя с  $i$  - м выходом, соединенным со входом его фильтра, сигнала "разностной" частоты, второе  $i$  - е полупрозрачное зеркало второго  $i$  - го фотосмесителя с  $i$  - м выходом сигнала фазовой автоподстройки, соединенным со входом его фильтра, содержит  $N$  оптических каналов суммируемых пучков, каждый из которых содержит оптически связанные  $i$  - й лазер, первый  $i$  - й световой ответвитель первого  $i$  - го фотосмесителя "разностной" частоты,  $i$  - й акустооптический модулятор,  $i$  - й второй световой ответвитель второго  $i$  - го фотосмесителя сигнала фазовой автоподстройки и сумматор пучков, круговой конический рупор, при этом оптические оси дифракционных максимумов первого порядка направлены по максимуму диаграммы направленности кругового конического рупора, возбуждаемого на волне  $H_{01}$ , который соединен с круглым волноводом и который является оптическим выходом устройства деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков.

Введенное устройство усреднения и уточнения значения "разностной" частоты содержит последовательно соединенные модулятор фазы сигнала "разностной" частоты многоступенчатым сигналом с числом ступеней  $2^q$ , где  $q$  - номер наименьшего дискрета состояния модулирующего сигнала ( $\varphi_{qmin} = \pi/2^q$ , усилитель и дефлектор, содержит оптически связанные лазер с формирующей оптикой, линейку фотоприемников с интегрирующей оптикой, содержит устройство усреднения значения "разностной" частоты с выходом строба сопровождения кода частоты, содержит устройство уточнения кода "разностной" частоты с выходом кода поправки частоты и входом строба сопровождения кода частоты, причем выходы линейки фотоприемников, расположенной в плоскости изображения дифракционного максимума  $i$  - го порядка дефлектора, соединены со входами устройства значения "разностной" частоты, первый выход которого через устройство уточнения значения "разностной" частоты, выход которого через устройство уточнения кода "разностной" частоты, выход кода поправки частот и блок управления модулятором фазы сигнала "разностной" частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$  соединен с управляющими входами модулятора, второй выход устройства уточнения значения "разностной" частоты является выходом устройства усреднения и уточнения значения "разностной" частоты, выход строба сопровождения кода частоты соединен со вторым входом устройства уточнения значения "разностной" частоты.

Введенное устройство усреднения значения "разностной" частоты содержит  $P$  каналов, коммутатор, мультиплексор, сумматор и усреднитель, содержит блок управления и синхронизации устройства усреднения значения "разностной" частоты с выходом строба сопровождения кода частоты, причем вход устройства усреднения значения "разностной" частоты через коммутатор, управляющий вход которого соединен с шестым выходом блока управления и синхронизации, соединен с  $N$  выходами линейки фотоприемников, выход коммутатора соединен с  $P$  параллельными каналами, каждый из которых состоит из последовательного соединения компаратора и сумматора с усреднением, управляющие входы компаратора и сумматора каждого канала соответственно соединены с первым и вторым выходами блока управления и

синхронизации, выход каждого  $j$  - го канала ( $j = \overline{2, P}$ ) соединен соответственно с  $j$  - м ( $\overline{2, P}$ ) входом мультиплексора; выход первого канала соединен с первым входом сумматора, второй вход которого соединен с выходом мультиплексора, выход сумматора соединен со входом усреднителя, управляющие входы мультиплексора, сумматора и усреднителя соответственно соединены с третьим, четвертым и пятым выходами блока управления и синхронизации, выход усреднителя является выходом блока усреднения значения "разностной" частоты.

Введенное устройство уточнения значения "разностной" частоты содержит блок синхронизации, вход

которого является вторым входом этого устройства, шифратор нуля, элемент сравнения, счетчик увеличения целой части кода на единицу, арифметико-логический блок вычисления кода рассогласования частоты, счетчик хранения кода рассогласования частоты, синтезатор сетки частот, выход которого соединен со входом счетчика, постоянное запоминающее устройство преобразования относительного кода частоты в абсолютный код, постоянное запоминающее устройство преобразования кода рассогласования частоты, арифметико-логический блок вычисления истинного кода частоты, стробирующий регистр хранения результата, причем первые входы шифратора нуля, элемента сравнения, счетчика увеличения целой части кода на единицу, арифметико-логического блока вычисления кода рассогласования частоты соединены с выходом устройства усреднения значения "разностной" частоты, второй вход счетчика увеличения целой части кода на единицу соединен с первым выходом блока синхронизации, а третий - с его третьим выходом, второй вход шифратора нуля соединен со вторым выходом блока синхронизации, выход счетчика увеличения целой части кода на единицу соединен со вторым входом элемента сравнения и входом постоянного запоминающего устройства преобразования относительного кода частоты в абсолютный код, выход которого соединен с первым входом арифметико-логического блока вычисления истинного кода частоты, выход элемента сравнения соединен с первым входом счетчика хранения кода рассогласования частоты, второй вход которого соединен с выходом арифметико-логического блока вычисления кода рассогласования частоты, а третий - со вторым выходом блока синхронизации, выход счетчика хранения кода рассогласования частоты является выходом кода рассогласования частоты и соединен со входом синтезатора сетки частот, выход которого соединен со входом счетчика, выход которого соединен со вторым входом модулятора фазы сигнала "разностной" частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$ , соединен со входом постоянного запоминающего устройства преобразования кода рассогласования частоты, выход которого соединен со вторым входом арифметико-логического блока вычисления истинного кода частоты, выход которого соединен с первым входом стробирующего регистра хранения результата, второй вход которого соединен с выходом шифратора нуля, а выход регистра является выходом устройства усреднения и уточнения значения "разностной" частоты.

Введенное устройство частотной и фазовой автоподстройки суммируемых пучков содержит последовательно соединенные многоканальный синтезатор частоты, входы которого являются входом устройства частотной и фазовой автоподстройки суммируемых пучков для кода "разностной" частоты (КРЧ), модулятор фазы синтезированной частоты сигналом с числом ступеней  $2^p$ , усилитель, направленный ответвитель, выход прямого сигнала которого является выходом сигнала акустооптической модуляции, содержит последовательно соединенные смеситель, фильтр, усилитель, фазовый детектор, блок управления фазовым модулятором сигналом с числом ступеней  $2^p$ , содержит генератор сигнала частоты  $F_n$  и модулятор излучения  $i$  - го лазера, причем первый вход смесителя является входом устройства частотной и фазовой автоподстройки суммируемых пучков, второй вход смесителя соединен со вторым выходом ответвленного сигнала направленного ответвителя, второй вход фазового детектора соединен с первым выходом генератора сигнала частоты  $F_n$ , второй выход генератора соединен со входом  $i$  - го модулятора, выход которого является выходом сигнала частоты  $F_n$  всего устройства.

Введенное устройство управления модулятором фазы сигнала синтезированной частоты сигналом с числом ступеней  $2^p$  и величиной временной задержки между сигналами с числом ступеней  $2^p$  содержит  $N$  каналов, каждый из которых содержит последовательно соединенные элемент НЕ, элемент И и счетчик, причем вход  $i$  - го элемента НЕ соединен с  $i$  - м выходом фазового детектора, выход элемента НЕ соединен с первым входом элемента И, второй вход которого соединен с выходом генератора частоты  $F_n$ , выход элемента И соединен со счетным входом  $i$  - го счетчика, установочные входы которого соединены с выходом генератора сброса, выход счетчика соединен с управляющими входами  $i$  - го модулятора фазы сигнала синтезированной частоты сигналом с числом ступеней  $2^p$ .

На фиг.1 изображена схема дифракции света на ультразвуке, где обозначено: 1 - световые пучки частоты  $\nu$ ; 2 - звукопровод; 3 - ультразвуковая волна частоты  $\omega$ ;  $\Lambda$  - длина акустической волны;  $\alpha_B$  - угол Брэгга; +1 - дифракционный максимум первого порядка (ДМ1); -1 - то же минус  $i$  - го порядка (ДМ-1); 0 - прошедший пучок частоты  $\nu$ .

На фиг.2 изображено распределение частот лазеров, где обозначено:  $\Delta f$  - ширина полосы распределения частот;  $\nu$  - частота опорного лазера;  $\nu_1... \nu_i... \nu_N$  - частоты суммируемых лазеров;  $f_1... f_i... f_N$  - "разностные" частоты;  $\Delta f_1... \Delta f_i... \Delta f_N$  - приращение частот;  $\nu_1 + \Delta f_1... \nu_i + \Delta f_i... \nu_N + \Delta f_N$  - частоты ДМ1.

На фиг.3 изображена структурная схема устройства когерентного оптического излучения, где обозначено: I - устройство деления, суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков в составе: 1 - лазер; 3 - акустооптический модулятор; 4 - первый фотосмеситель "разностной" частоты; 5 - второй фотосмеситель сигнала фазовой автоподстройки суммируемых пучков; 7 - ДМ1; 21 - опорный лазер; II - устройство усреднения и уточнения "разностной" частоты в составе: 6 - фильтр; 8 - модулятор фазы "разностной" частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$ ; 9 - усилитель; 10 - дефлектор с формирующей оптикой; 11 - линейки фотоприемников (ФП) с интегрирующей оптикой; 12 - устройство усреднения "разностной" частоты; 13 - устройство уточнения "разностной" частоты; 14 - блок управления модулятором фазы "разностной" частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$  (синтезатор сетки частот со счетчиком); 22 - лазер устройства усреднения "разностной" частоты; III - устройство частотной и фазовой автоподстройки суммируемых пучков в составе: 2 - модулятор излучения лазера сигналом с числом ступеней  $2^p$ ; 26 - генератор; 25 - смеситель; 17 - фильтр; 18 - усилитель; 19 - фазовый детектор; 20 - устройство управления модулятором фазы сигнала синтезированной частоты сигналом с числом ступеней  $2^p$  и величиной временной задержки между сигналами с числом ступеней  $2^p$ ; 15 - модулятор фазы сигнала синтезированной частоты сигналом с числом ступеней  $2^p$ ; 16 - усилитель; 23 -  $N$ -канальный синтезатор частоты; 24 - направленный ответвитель.

На фиг.4 приведена оптическая схема устройства деления суммирования, выравнивания частот и фаз суммируемых пучков, где обозначено: 1 - лазер; 3 - АОМ; 4 - 1 - й фотосмеситель сигнала "разностной" частоты; 5 - 2 - й фотосмеситель сигнала фазовой автоподстройки суммируемых пучков; 6 - фильтр; 1.1 - световой ответвитель 1 - го фотосмесителя; 21.1 - полупрозрачное зеркало 1 - го фотосмесителя; 21.2 - полупрозрачное зеркало  $N$ -гранной пирамиды; 21.3 - зеркало 1 - го фотосмесителя; 3.1 - световой ответвитель 2 - го фотосмесителя; 21.2 - полупрозрачное зеркало 2 - го фотосмесителя; 7 - суммирующий

круговой конический рупор с выходом круглого волновода;  $\Lambda_1 \dots \Lambda_N$  - пучки излучения опорного лазера.

На фиг.5 изображена многолучевая структура; на фиг.6 - различные случаи возбуждения линейки ФП; на фиг.7 - гистограмма ошибок.

На фиг.8а изображена структурная схема устройства усреднения "разностной" частоты, где обозначено: 1 - лазер; 2 - коллиматор; 3 - дефлектор; 4 - усилитель; 5 - устройство фокусировки ДМ; 6 - линейка ФП; 7 - блок синхронизации; 8 - блок управления; 9 - коммутатор на ключах; 10<sub>1</sub> - 10<sub>м</sub> - компараторы уровня; 11<sub>1</sub> - 11<sub>м</sub> - блоки суммирования и усреднения кода частот; 12 - мультиплексор; 13 - сумматор кода частот по уровням; 14 - блок усреднения кода частоты; ССКЧ - строб сопровождения кода частоты.

На фиг.8б изображены различные случаи возбуждения линейки ФП; на фиг.8в - функциональная схема устройства усреднения; на фиг.8г - функциональная схема устройства усреднения.

На фиг.9 изображена временная диаграмма работы устройства усреднения.

На фиг.10 изображена структурная схема устройства уточнения, где обозначения с 1 по 14 те же, что и на фиг.8а, но дополнительно обозначено; ⑧ - модулятор фазы сигнала "разностной" частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$ ; ⑬ - устройство уточнения частоты.

На фиг.11 приведена функциональная схема устройства уточнения, где обозначено: 1 - шифратор нуля; 2 - схема сравнения; СТ1 - счетчик увеличения целой части кода частоты на единицу; АЛИ1 - арифметико-логическое устройство вычисления рассогласования кода частоты  $\Delta f$ ; СТ2 - счетчик хранения кода рассогласования частоты; PROM1 - постоянное запоминающее устройство преобразования относительного кода частоты в абсолютный код; PROM2 - постоянное запоминающее устройство преобразования кода рассогласования частоты; АЛИ2 - арифметико-логическое устройство вычисления истинного значения кода частоты; RG1 - регистр хранения результата; НУ - начальная установка; ССКЧ - строб сопровождения кода частоты; 14 - блок управления модулятором фазы сигнала "разностной" частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$ , в составе: ССЧ - синтезатор сетки частот; СТ3 - счетчик управления модуляторов фазы сигнала "разностной" частоты 8 сигналом с числом ступеней  $2^q$ .

На фиг.12 приведена временная диаграмма работы устройства уточнения.

На фиг.13 представлена структурная схема синтезатора сетки частот, где обозначено: 1 - входной код (код поправки частоты  $\Delta f$ ); 2 - дешифратор; 3 - делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД); 4 - опорный генератор; 5 - делитель с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД); 6 - импульсный частотно-фазовый детектор (ИЧФД); 7 - фильтр низких частот; 8 - перестраиваемый генератор.

На фиг.14а приведена временная диаграмма работы цифрового переносчика частоты; на фиг.14б - структурная схема цифрового переносчика частоты.

На фиг.15 представлена многоступенчатая функция.

На фиг.16 приведена структурная схема многоканального синтезатора частоты, где обозначено: 1 - опорный генератор; 2 - система импульсной фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ); 3 - устройство управления многоканальным синтезатором частоты; КРЧ - коды "разностных" частот; 4 - счетчик; 5 - схема формирования импульса сброса; 6 - триггер; 7 - коммутаторы;  $f_{c1} \dots f_{cN}$  - колебания синтезированных частот.

На фиг.17 приведена структурная схема ИФАПЧ, где обозначено: 1 - устройство управления; 2 - делитель частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД); 3 - опорный генератор; 4 - импульсный частотно-фазовый детектор (ИЧФД); 5 - фильтр нижних частот (ФНЧ); 6 - перестраиваемый генератор.

На фиг.18 приведена структурная схема управления многоканальным синтезатором частоты, где обозначено: 1 - микроЭВМ (микропроцессор); 2 - канал связи; 3 - интерфейс радиальный параллельный; 3.1 - двунаправленные линейные формирователи; 3.2 - каналные приемники-формирователи; 3.3 - каналные передатчики-формирователи; 3.4 - регистр данных выходной; 3.5 - регистр состояния выходной; 4 - дешифратор.

На фиг.19а приведена структурная схема модулятора, где обозначено: 1 - генератор тактовых импульсов частоты  $f = NF_0$ ; 2 - генератор импульсов обнуления; 3 - счетчик; 4 - р-разрядный коммутатор; 5 - стабилизатор напряжения; 6 - резистивная матрица; 7 - операционный усилитель; N - число ступеней в многоступенчатом сигнале; на фиг. 19б - временная диаграмма работы модулятора.

На фиг.20 приведена структурная схема управления фазовращателями, где обозначено: 18<sub>1</sub>...18<sub>N</sub> - усилители; 19<sub>1</sub>...19<sub>N</sub> - фазовые детекторы; 2<sub>1</sub>...2<sub>N</sub> - элементы "НЕ"; 3<sub>1</sub>...3<sub>N</sub> - элементы "И"; 4<sub>1</sub>...4<sub>N</sub> - счетчики; 5 - генератор тактовых импульсов; 6 - генератор импульсов сброса; 15<sub>1</sub>...15<sub>N</sub> - модуляторы фазы сигналов синтезированной частоты сигналом с числом ступеней  $2^p$ , управляемые фазовращатели; 26 - генератор частоты  $F_0$ .

На фиг.21 приведена структурная схема модуляции ДМ, где обозначено: 3 - АОМ; 24 - направленный ответвитель; 16 - усилитель; 15 - модуляторы фазы, управляемые фазовращателями; 23 - многоканальный синтезатор частоты; 13<sub>1</sub>...13<sub>N</sub> - устройства уточнения "разностной" частоты; 20<sub>1</sub>...20<sub>N</sub> - устройства управления фазовращателями, модуляторами фазы 15<sub>1</sub>...15<sub>N</sub>.

На фиг.22 приведено пространственное расположение векторов  $\vec{E}$  на выходах АОМ<sub>i</sub> и распределение электромагнитного поля  $H_{01}$  в круглом волноводе, где обозначено: 3 - АОМ.

Заявителю и автору неизвестны технические решения, содержащие признаки, эквивалентные отличительным признакам заявляемого устройства, реализующего заявляемый способ, заявляемое устройство, по нашему мнению, удовлетворяет критерию новизны и существенных отличий. Введение в устройство новых элементов и связей позволяет реализовать заявленный способ суммирования пучков излучения N лазеров и получить когерентный пучок с высокой плотностью мощности.

Рассмотрим существо работы заявляемого способа и устройства его реализующего.

Пусть ширина полосы разбросов частот излучения лазеров составляет несколько сотен МГц (100...300). Это значение соответствует встречающимся на практике величинам разбросов частот воспроизведения лазеров, а образцы лазеров с "почти" совпадающей частотой ("почти" =  $\pm 150$  МГц) могут быть легко отобраны из серии с помощью существующих методов измерения частоты лазерного излучения, т.к.

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{(100 \dots 300) \cdot 10^6}{3 \cdot 10^{14}} = (1 - 0.3) \cdot 10^{-6}.$$

Таким образом, рабочая полоса частот АОМ должна быть равна нескольким сотням МГц, что всегда имеет место. С другой стороны, после гетеродинирования излучения  $i$ -го лазера и излучения опорного лазера необходимо определить значение (код) "разностной" частоты. Эти значения также лежат в пределах 100 - 300 МГц, т.е. полоса рабочих частот дефлектора, используемого в устройстве усреднения "разностной" частоты, должна также составлять 100 - 300 МГц, что на практике имеет место.

Для определения значения "разностной" частоты также используется явление взаимодействия света и звука. На этой основе разработан достаточно широкий класс приборов спектрального и корреляционного анализа сигналов. В таких приборах ДМЛ фокусируется на один из ФП линейки ФП, т.е. если число ФП в линейке составляет  $N$ , полоса исследуемых частот составляет  $\Delta f$ , "частотное" расстояние между ФП в линейке составляет  $\Delta F = \delta$ , то  $\delta = \Delta f/N$ , а точность определения частоты не превышает  $\xi = \pm 0,5\delta$ . Ясно, что значение частоты определяется по расположению амплитуды фотоэлектрически преобразованного сигнала в плоскости изображения.

Если ДМЛ дефлектора возбудить несколько ФП линейки, то при фиксации сигналов в плоскости изображения по произвольно выбранному уровню  $Z_j$  частота может быть определена из выражения

$$f_j = \sum_{i=k_j}^{n_j+k_j} \frac{f_i}{n_i},$$

где  $f_j$  - отсчитанное значение частоты;

$f_i$  - номинальное значение частоты  $i$ -го ФП;

$n_i$  - количество ФП, сигнал в которых достиг данного уровня;

$k_j$  - порядковый номер первого ФП, сигнал в котором достиг данного уровня;

$n_j$  - количество ФП, сигнал в котором достиг  $j$ -го уровня.

Для уменьшения ошибки определения частоты отсчеты амплитуд ФП производят по ряду уровней сигналов в каналах, а полученные результаты усредняют

$$f = \frac{\Delta}{M} \sum_{j=1}^{M/\Delta} \sum_{i=k_j}^{n_j+k_j} \frac{f_i}{n_i},$$

где  $f$  - усредненная частоты;

$M$  - используемая зона в дБ, в пределах которой ведется сравнение сигналов в каналах;

$\Delta$  - интервал в дБ между уровнями зоны, в пределах которой ведется сравнение сигналов в каналах.

Как известно, в дефлекторах отклонение лазерного луча осуществляется путем изменения акустической частоты, т.е. частоты анализируемого сигнала. АОД работают со световыми пучками, расходимость которых значительно меньше расходимости звукового поля. Поэтому можно полагать, что распределение поля дифрагированного света идентично распределению падающего света. Эта особенность позволяет при анализе характеристик дефлектора оперировать только с полем падающей волны, а также формально считать, что отклоненное дефлектором световое поле лазера есть не что иное, как поле падающего света, продифрагированное на конечной апертуре дефлектора.

Важнейшей характеристикой дефлектора является разрешающая способность, под которой понимается число разрешенных в пространстве световых элементов (пятен) или световых позиций, которое обеспечивает дефлектор при изменении частоты акустического поля (частоты сигнала). Число разрешенных пятен  $N$  определяется отношением максимального углового интервала  $\Delta\theta$ , в пределах которого возможно отклонение ДМЛ при изменении частоты сигнала (акустической частоты) к угловому размеру дифрагированного поля в дальней зоне

$$N = \Delta\theta/\delta\varphi,$$

причем каждой из частот входного сигнала соответствует свое направление, т.е. своя точка в Фурье-плоскости.

Описываемое устройство определения частоты может быть отнесено к линейным устройствам. Основной характеристикой любого линейного прибора, как известно, является отклик его на соответствующее дельта-воздействие в частотной области.

Для этого рассмотрим прохождение через устройство гармонического колебания

$$S(t) = \cos \omega_{3B}t,$$

спектральная плотность которого представляет сумму двух дельта-воздействий в частотной области

$$\dot{S}(\omega) = \pi \delta'(\omega + \omega_{3B}) + \pi \delta'(\omega - \omega_{3B}),$$

при этом в дефлекторе возбуждается бегущая упругая волна, распространяющаяся в направлении оси  $Z_1$  (в направлении от точки возбуждения дефлектора). Падающая на дефлектор плоская световая волна модулируется гармонической упругой волной и на выходе дефлектора имеем

$$e'(t, Z_1) = E_0 \exp\{j[\omega_{3B}t - A \cos(\omega_{3B}t - K_{3B}Z_1)]\}$$

или

$$e'(t, Z_1) = E_0 \exp(j\omega_{3B}t) \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} I_n(A) \times \\ \times \exp[jn(\omega_{3B}t - K_{3B}Z_1 + \frac{3}{2}n\pi)],$$

где  $K_{3B} = \omega_{3B}/v$  - волновое число упругой волны;

$I_n(A)$  - функция Бесселя.

Так как распределение световых полей в передней и задней фокальных плоскостях собирающей линзы связаны преобразованием Фурье, то в выходной плоскости дефлектора имеем:

$$e_1(t, \omega_z) = B_1 E_1 \left[ \exp(j\omega_{zb} t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(A) \times \right. \\ \left. \times \exp(jn \omega_{zb} t) \frac{\sin \left[ (n \omega_{zb} + \nu \omega_z) \frac{L}{2\nu} \right]}{(n \omega_{zb} + \nu \omega_z) \frac{L}{2\nu}} \right],$$

где  $B_1$  - размерный коэффициент пропорциональности;

$$\omega_z = \frac{K_{св} Z}{F} = \frac{\omega}{\nu} - \text{пространственные частоты;}$$

$F$  - фокусное расстояние линзы, осуществляющей преобразование Фурье;

$L$  - апертура дефлектора.

Информация о спектре сигнала содержится в ДМЛ, выражение для которого имеет вид

$$e_{+1}(t, \omega_z) = j B_1 E_0 L I_1(A) \frac{\sin \left[ (\omega_{zb} + \nu \omega_z) \frac{L}{2\nu} \right]}{(\omega_{zb} + \nu \omega_z) \frac{L}{2\nu}} \times \\ \times \exp[j(\omega_{zb} + \omega_{zb})t]$$

Учитывая, что  $\nu \omega_z = \omega$  - текущая частота спектра и вводя обозначение  $L/\nu = T$  - длительность анализируемой выборки, получим

$$e_{-1}(t, \omega_z) = -j B_1 E_0 L I_1(A) \frac{\sin \left[ (\omega - \omega_{zb}) \frac{T}{2} \right]}{(\omega - \omega_{zb}) \frac{T}{2}} \times \\ \times \exp[-j(\omega - \omega_{zb})t] \exp[j(\omega_{zb} + \omega)t]$$

Амплитуда  $e_{+1}$  линейно связана с амплитудой входного сигнала при малых индексах фазовой модуляции света, при этом

$$I_1(A) \cong A/2,$$

а спектральное распределение в выходной плоскости дефлектора может быть записано в виде

$$g(\omega - \omega_{zb}) = \\ = \frac{\sin [0,5 (\omega - \omega_{zb}) T]}{0,5 (\omega - \omega_{zb}) T} \exp[j(\omega - \omega_{zb})t].$$

Это и есть аппаратная функция дефлектора и она описывает спектральное распределение, которое мы можем приписать аналитическому сигналу, соответствующему входному гармоническому колебанию.

Определим спектральное распределение в области ДМЛ при подаче на вход рассматриваемого устройства произвольного сигнала  $S_{вх}(t)$ .

Такому физическому сигналу соответствует аналитический сигнал  $Z(t)$ , спектр которого

$$Z_{вх}(\omega) = \begin{cases} 2 S_{вх}(\omega); & \omega > 0; \\ 0; & \omega < 0; \end{cases}$$

$$Z_{вх}(\omega) = \begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} S_{вх}(\tau) \exp(-j \omega \tau) d \tau; & 0; \\ 0; & 0; \end{cases}$$

а спектральное распределение в выходной плоскости дефлектора

$$\dot{Z}(\omega, t) = \int_{\omega_0 - \Delta\omega_0}^{\omega_0 + \Delta\omega_0} Z_{вх}(\omega_{zb}) g(\omega - \omega_{zb}) d\omega_{zb} =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} S_{вх}(\tau) \exp(-j \omega_{zb} \tau) \times$$

$$\int_{\omega_0 - \Delta\omega_0}^{\omega_0 + \Delta\omega_0} \frac{\sin [0,5 (\omega - \omega_{zb}) T]}{0,5 (\omega - \omega_{zb}) T} \times$$

$$\times \exp[-j(\omega - \omega_{zb})t] d\omega_{zb} d\tau,$$

где  $\omega_0$  - средняя частота полосы пропускания дефлектора, совпадающая со средней частотой спектра анализируемого сигнала;

$2\Delta\omega_0$  - ширина полосы пропускания дефлектора (ширина полосы анализа).

Если  $\omega_0 - \Delta\omega_0 < \omega_{zb} < \omega_0 + \Delta\omega_0$ , а  $2\Delta f_0 T \gg 1$ , то последнее выражение можно записать в следующей форме

$$Z_T(\omega, t) = \begin{cases} 2S_{вх}(\omega, t) = 2 \int_{t-0,5T}^{t+0,5T} S_{вх}(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau & \omega > 0, \\ 0, & 0; \end{cases}$$

Следовательно, в области формирования ДМЛ спектральное распределение определяется мгновенным спектром входного сигнала.

Поскольку аппаратная функция дефлектора, работающего в режиме дифракции Брэгга, имеет вид

$$g(\omega - \omega_{3B}) = \frac{\sin [0,5 (\omega - \omega_{3B}) T]}{0,5 (\omega - \omega_{3B}) T} \exp[-j(\omega - \omega_{3B})t].$$

а сам дефлектор работает при малых уровнях входных сигналов ( $\sin 0,5 A \approx 0,5 A$ ), он может быть отнесен к классу линейных приборов и в области ДМЛ он формирует световое распределение, соответствующее мгновенному спектру анализируемого сигнала.

Таким образом, дефлектор на основе взаимодействия света и звука производит "распараллеливание" входного сигнала, причем каждой спектральной составляющей спектра этого сигнала соответствует свое направление ДМЛ и, следовательно, свое пятно в Фурье-плоскости, при этом все эти пятна в Фурье-плоскости существуют одновременно.

Известно что распределение интенсивности света в ДМЛ - гауссово и может быть аппроксимировано выражением

$$F(f) = e^{-k \left( \frac{f - f_m}{\Delta f_{0,5}} \right)^2},$$

где  $f$  - текущее значение частоты;

$f_m$  - направление максимального значения  $F(f)$ ;

$k$  - постоянное число для данного ДМЛ;

$\Delta f_{0,5}$  - ширина ДМЛ на уровне минус 3дБ.

В координатах  $g(f) = \lg F(f)$ ,  $f$  ДМЛ может быть представлен в виде параболической кривой, обобщенное уравнение которой имеет вид [13, стр.113]:

$$g(f) = af^2 + bf + c, \quad (2)$$

где  $a, b, c$  - коэффициенты.

Если в звукопроводе дефлектора возбудить сигналы нескольких частот, разноотстоящих друг от друга на такую величину, что в плоскости линейки ФП формируется многолепестковая структура, причем соседние диаграммы структуры пересекаются на уровне минус 3дБ, обозначить через  $\delta$  ширину парциального луча структуры на уровне минус 3дБ, учесть, что координаты вершины параболы (2) могут быть найдены из соотношений

$$f_0 = \frac{b}{2a}; \quad g_0 = \frac{4ac - b^2}{4a},$$

то уравнения парциальных лучей структуры могут быть записаны в виде

$$g_N(f) = (f \pm N\delta)^2,$$

где знак плюс берется для  $f < 0$ , минус - для  $f > 0$ ,  $N = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  (фиг.5). Для характеристики с  $N = 0$

$$g_0(f) = f^2$$

в точках  $f = \pm \delta/2$   $g_0(\pm \delta/2) = (\delta/2)^2$  представляет собой прямую параллельную оси  $f$ , которая пересекает характеристики  $g_N(f)$  в точках

$$f = \pm \delta(N \pm 1/2).$$

Характеристики  $g_0(f) = f^2$  и  $g_1(f) = (f - \delta)^2$ ;  $g_0(f) = f^2$  и  $g_1(f) = (f + \delta)^2$  соответственно пересекаются в точках  $f_{0,1} = \delta/2$  и  $f_{0,-1} = -\delta/2$ , а разность  $f_{0,1} - f_{0,-1} = \delta$  равна ширине парциального луча на уровне  $(\delta/2)^2$ .

Характеристики  $g_0(f) = f^2$  и  $g_2(f) = (f - 2\delta)^2$ ;  $g_0(f) = f^2$  и  $g_{-2}(f) = (f + 2\delta)^2$ , пересекаются соответственно в точках  $f_{0,2} = \delta$ ,  $f_{0,-2} = -\delta$ , через которые проходит прямая  $g_4(\delta) = 4(\delta/2)^2$ .

Таким образом, прямые

$$g_m = m(\delta/2)^2, \quad m = 0, 1, 2, \dots$$

(при  $m = 0$  это ось  $f$ ) располагаются через равные промежутки и разграничивают уровни, в пределах которых могут сравниваться значения  $g_m = m(\delta/2)^2$ .

Точки пересечения прямых  $g_m = m(\delta/2)^2$  с характеристиками  $g_N(f) = (f \pm N\delta)^2$  представляют собой эталонные значения частоты и находятся из соотношения

$$f_i^2 = \delta^2 \left( N \pm \frac{\sqrt{m}}{2} \right),$$

где  $N$  - номер характеристики;

$m$  - номер линии, с которой пересекается данная характеристика (фиг.5).

Далее поступаем следующим образом. В диапазоне изменения частоты от  $+2\delta$  до  $-2\delta$  найдем значения эталонных частот для многолучевой структуры.

Линейка ФП производит пространственную дискретизацию оптического сигнала ДМЛ, используемого для определения каждой из  $f_i^2$  с помощью выражения (1). Степень соответствия "непрерывного" и "дискретного" устанавливает теорема отсчетов В.А. Котельникова, в соответствии с которой плавное и дискретное перемещение ДМЛ  $i$  - го дефлектора будут эквивалентными, если в секторе  $f_k$  пучок ДМЛ шириной  $\Delta f$  на уровне минус 3дБ обеспечивает получение  $m$  отсчетов

$$m = f_k / \Delta f + 1.$$



В нашем случае  $\Delta f = \delta$ . В секторе  $f_k = 4\delta$  (фиг.5) характеристика  $g_0(f) = f^2$  пересекается с соседними характеристиками (3)  $g(f) = (f \pm N\delta)^2$  ( $N = 1, 2$ ) в точках  $f = \pm\delta; \pm\delta/2$  и в соответствии с (5) число отсчетов  $m = 5$ , ФП линейки необходимо размещать в точках  $f = 0; \pm\delta/2; \pm\delta$ , через частотное расстояние, равное  $\delta/2$  (фиг.5).

Оценим том местные характеристики дефлектора с линейкой ФП, расстояние между которыми составляет половину ширины ДМЛ на уровне минус 3дБ, при использовании для определения частоты выражения (1). Совместим максимум ДМЛ с эталонными значениями  $f_i^3$  (фиг.6) и найдем для каждого из этих положений ДМЛ усредненное значение  $f_{iy}$  в соответствии с (1). При этом необходимо определить в каком уровне отсчета будет находиться амплитуда сигнала на выходе ФП с помощью выражения

$$g(f) = (f - f_i)^2,$$

в котором значения  $f_i$  соответствуют значениям эталонных частот, а текущее значение  $f$  - значениям точек отсчета на оси частот, установленных на основе (5).

Таким образом, последовательно получаем:

$$f_i = 0; \text{ уравнение характеристики } g(f) = f^2$$

<b>точки:</b>	$f = \delta;$	$g(\delta) = 4(\delta/2)^2$	- 4-й уровень;
	$f = 0,5\delta;$	$g(0,5\delta) = (\delta/2)^2$	- 1-й уровень;
	$f = 0;$	$g(0) = 0$	- 1-й уровень;
	$f = -0,5\delta;$	$g(-0,5\delta) = (\delta/2)^2$	- 1-й уровень;
	$f = -\delta;$	$g(-\delta) = 4(\delta/2)^2$	- 4-й уровень;

$$f_i = 0,1180339; \text{ уравнение характеристики } g(f) = (f - 0,1180339)^2;$$

<b>точки:</b>	$f = \delta;$	$g(0,881966\delta)^2 = 3,1114568(\delta/2)^2$	- 4-й уровень;
	$f = 0,5\delta;$	$g(0,3819661\delta)^2 = 0,5835924(\delta/2)^2$	- 1-й уровень;
	$f = 0;$	$g(-0,1180339\delta)^2 = 0,055728(\delta/2)^2$	- 1-й уровень;
	$f = -0,5\delta;$	$g(-0,6180339\delta)^2 = 1,5278636(\delta/2)^2$	- 2-й уровень;
	$f = -\delta;$	$g(1,1180339\delta)^2 = 4,9999992(\delta/2)^2$	- 5-й уровень;

и т.д.

Используя фиг.5 и информацию о распределении амплитуд по уровням, определим усредненные значения частот для каждого из  $f_i$ .

Так, например,

$$f_{y17} = \frac{1}{5} \left( 3 \frac{\delta/2 + 0 - \delta/2}{3} + \right. \\ \left. + 2 \frac{\delta + \delta/2 + 0 - \delta/2 - \delta}{5} \right) = 0;$$

$$f_{y16} = \frac{1}{5} \left( \frac{\delta/2 + 0}{2} + 2 \frac{\delta/2 + 0 - \delta/2}{3} + \right. \\ \left. + \frac{\delta + \delta/2 + 0 - \delta/2}{4} + \right. \\ \left. + \frac{\delta + \delta/2 + 0 - \delta/2 - \delta}{5} \right) = 0,1\delta;$$

$$f_{y10} = \frac{1}{5} \left( \frac{\delta + \delta/2}{2} + 2 \frac{3/2\delta + \delta + \delta/2}{3} + \right. \\ \left. + \frac{3/2\delta + \delta + \delta/2 + 0}{4} + \right. \\ \left. + \frac{2\delta + 3/2\delta + \delta + \delta/2 + 0}{5} \right) = 0,9\delta;$$

$$f_{y9} = \frac{1}{5} \left( 3 \frac{3/2\delta + \delta + \delta/2}{3} + \right. \\ \left. + 2 \frac{2\delta + 3/2\delta + \delta + \delta/2 + 0}{5} \right) = \delta.$$

Если обозначить  $f_i$ ,  $\delta$  - эталонное значение частоты в  $\delta$ ,  $f_{iy}$ ,  $\delta$  - усредненное значение частоты в  $\delta$ ,  $\Delta\delta = f_i - f_{iy}$

$n$  - номер эталонного значения частоты, а полученные значения свести в таблицу, то по данным этой таблицы можно построить гистограмму ошибок (фиг.7) и оценить вероятности определения частоты с заданной ошибкой.

Для этого вычислим площадь, ограничиваемую гистограммой в пределах, скажем, от  $2\delta$  до  $1,5\delta$ .

Размер оснований прямоугольников:

$$2\delta - 1,882\delta = 0,118\delta;$$

$$1,882\delta - 1,866\delta = 0,016\delta;$$

$$1,866\delta - 1,707\delta = 0,159\delta;$$

$$0,018\delta; 0,066\delta; 0,007\delta.$$

Высоты этих прямоугольников соответственно составляют:

Площади прямоугольников, входящих в гистограмму (фиг.7):

$$S_1 = 0,118 \delta \cdot 0,018 \delta = 2,124 \cdot 10^{-3} \delta^2;$$

$$S_2 = 0,016 \delta \cdot 0,066 \delta = 1,056 \cdot 10^{-3} \delta^2;$$

$$S_3 = 0,159 \delta \cdot 0,007 \delta = 1,113 \cdot 10^{-3} \delta^2.$$

Общая площадь:

$$S_{\Sigma} = 4,293 \cdot 10^{-3} \delta^2.$$

Вероятности определения частоты с заданной ошибкой составят:

$$p_1(0,018\delta) = \frac{S_1}{S_{\Sigma}} = 0,5; \quad p_2(0,066\delta) = \frac{S_2}{S_{\Sigma}} =$$

$$= 0,24; \quad p_3(0,007\delta) = \frac{S_3}{S_{\Sigma}} = 0,26.$$

$$E = \frac{1}{K}, \text{ где } K = \Delta f -$$

Введем величину  $E = \frac{1}{K}$ , где  $K = \Delta f$  — точность определения частоты и определим ее как эффективность определения "разностной" частоты. Для известного метода определения частоты эта величина равна

$$E = 2/\delta.$$

Для предлагаемого метода

$$E_1 = 35,6/\delta \text{ с вероятностью } 0,5;$$

$$E_2 = 15,2/\delta \text{ с вероятностью } 0,24;$$

$$E_3 = 142,2/\delta \text{ с вероятностью } 0,26$$

и их отношения

$$\frac{E_1}{E} = 27,8; \quad \frac{E_2}{E} = 7,6; \quad \frac{E_3}{E} = 71,45.$$

Таким образом, точность определения частоты на один, несколько порядков выше, чем при отсутствии усреднения.

Для определения кода "разностной" частоты используется структурная схема, приведенная на фиг.5а. Функциональная схема, реализующая структурную схему, изображенную на фиг.8а, приведена на фиг.8в и фиг.8г для случая 31 - го ФП в линейке и 15 - ти уровней измерения, а на фиг.9 приведена временная диаграмма работы этой функциональной схемы. Будем иметь в виду, что:

блоку 9 фиг.8а соответствует блок ключей на фиг.8в;

блоку 10 фиг.8а соответствуют компараторы K1...K5 на фиг.8в;

блоку 11 фиг.8а соответствуют блоки ALI1...ALH15; RG9...RG29; RG24...RG38 фиг.8в, 8г;

блоку 12 фиг.8а соответствует блок MS фиг.8г;

блоку 13 фиг.8а соответствует блок ALI16 фиг.8г;

блоку 14 фиг.8а соответствуют блоки RG30, PROM фиг.8г.

Все блоки фиг.8в, 8г представляют собой стандартные микросхемы серий 100, 1500, 590.

Блоку 8 фиг.8а соответствуют блоки T1, CT1...CT16, T2, T3, CT17, CT18 и остальные пронумерованные элементы фиг.8в, фиг.8г. Блок 7 фиг.8а и фиг.8в, фиг.8г не изображен ввиду его тривиальности, он представляет собой кварцевый генератор на 50МГц с делителем на счетчиках.

Работа устройства усреднения. Сигналы с выходов линейки ФП поступают на коммутатор на ключах. После включения устройства приходит системный сигнал НУ (начальная установка), который устанавливает триггеры T1... T3 в исходное состояние. На регистры управления ключами RG1...RG8 подается тактовая частота CLK1, с которой осуществляется сдвиг влево управляющей логической единицы, которая через преобразователи уровня ПУ1...ПУ31 подается на управляющие входы ключей, последовательно открывая их. С выходов ключей напряжение подается на компараторы K1...K15. Компараторы уровня используются со стробированием частотой CLK1 и запоминанием. Таким образом, время выборки сигнала с каналов и время обработки значений его напряжений не суммируется, а выбирается наибольшее из них. Обработка сигнала с выхода каждого канала осуществляется одновременно по всем уровням измерения. При наличии превышения уровня сигнала над заданным порогом счетчики уровня CT2...CT16 фиксируют это, а арифметико-логические устройства ALI1...ALI15 суммируют код частоты канала, выраженный через его относительный номер в системе с суммой кодов, полученной при просмотре предыдущих каналов (ФП). Код частоты канала поступает с выходов счетчика CT1, который считает по передним фронтам последовательности CLK1, причем считают только те счетчики CT2...CT16, компараторы которых выдают сигнал о превышении уровня порога сигналом. После просмотра всех каналов начинается цикл нормирования кодов частоты по каждому уровню одновременно. Тридцать первый импульс CLK1 задним фронтом перебрасывает триггер T1 и блокирует подачу последовательности CLK1, разрешая подачу последовательности CLK2. На один из входов ALI1...ALI15 подается количество превышений порога соответствующего уровня со счетчиков CT2...CT16, а на вторые входы в качестве делимого подается сумма кодов частот с регистров RC9...RC23. Деление осуществляется с тактовой частотой CLK2, при этом, если выбрать точность деления до семи знаков после запятой, то после каждого такта CLK2 суммирования необходим один такт сдвига влево полученного результата, хранящегося в регистрах RC9...RC23. Сдвиг происходит в регистрах, когда с выхода счетного триггера T2 приходит логическая единица (фиг.9, диаграмма 6). По переднему фронту 24 - го импульса CLK2 дешифратор, собранный на счетчике CT17, вырабатывает импульс (фиг.9, диаграмма 4), который устанавливает триггер T1 в исходное состояние, запустив тем самым два цикла одновременно. С одной стороны, начинается цикл нового просмотра 31 - го канала, отданный выше, с другой - цикл суммирования кодов частот (в данном случае 15 - ти уровней), находящихся в регистрах RG24...RG38. На счетный вход счетчика CT18 приходит 16 импульсов (фиг.9, диаграмма 8), по которым счетчик, изменяя свое состояние, управляет мультиплексором MS, который поочередно подает на вход ALI16 коды частот с регистров RG24...RG38 для суммирования. По 16 - му импульсу  $f_{\Pi}$  счетчик CT18 вырабатывает импульс (фиг.9, диаграмма 9), который заканчивает цикл

суммирования кодов частот по 15 - ти уровням и записывает результат суммирования в регистр RG39. Содержимое регистра является адресом для ПЗУ PROM, в котором по каждому адресу записан соответствующий код частоты. Блоки RG39 и PROM являются блоками усреднения кода частот и на выходе блока PROM получается усредненное значение кода "разностной" частоты.

Несмотря на то, что операция усреднения повышает точность определения "разностной" частоты на один - несколько порядков, этой точности может оказаться недостаточно.

Рассмотрим возможность повышения точности определения частоты. На фиг.8б показано несколько случаев возбуждения линейки ФП ДМІ (случаи "а", "б", "в", "г"). Использование выражения (1) для случая "а" дает

$$f_a = \frac{(\delta/2)^2}{5(\delta/2)^2} (0 + 2 \frac{\delta/2 + 0 - \delta/2}{3} + \frac{\delta + \delta/2 + 0 - \delta/2 - \delta}{5}) = 0.$$

В случаях "б" и "в" соответственно получаем

$$f_{\delta} = -0,25 \delta; f_b = 0,25 \delta.$$

Таким образом, если значение "разностной" частоты совпадает с частотными координатами  $f = 0; \pm 0,25 \delta$ , то значение ее кода определяется точно, в иных случаях значение усредненной частоты не соответствует ее истинному значению. Так, если  $f_p = -0,08 \delta$ , то  $f_r = -0,1 \delta$  (фиг.8б, г).

Точкам  $f = 0; \pm 0,25 \delta$  соответствует целая часть кода частоты (ц.ч.к.), в этих точках дробная часть кода (д.ч.к.) равна нулю, в других токах код частоты содержит обе части. Если частотную координату кода разностной частоты, содержащего ц.ч.к. и д.ч.к. совместить с ближайшей из точек  $f = 0; \pm 0,25 \delta$  (перенести сигнал "разностной" частоты "вверх", "вниз") модуляцией по фазе сигнала этой частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$  с помощью цифрового переносчика частоты (ЦПЧ), то значение частоты определится одной из частотных координат  $f = 0; \pm 0,25 \delta$  и значением частоты модуляции, т.е. возможно уточнение кода "разностной" частоты, которое осуществляется устройством, функциональная схема которого приведена на рис.11, а структурная - на фиг.10.

Работа устройства уточнения кода "разностной" частоты.

С выхода устройства усреднения частоты ц.ч.к. частоты поступает на вход параллельной загрузки счетчика СТ1 и по импульсу CLK1 увеличивается на единицу, одновременно на вход блока синхронизации с выхода устройства усреднения частоты поступает строб сопровождения кода частоты (ССКЧ, выход 9 блока СТ8, фиг.8г, диаграмма 9 фиг.9). Управляемый блок синхронизации начинает формировать сигнал CLK1...CLK3 (фиг.12) с задержкой относительно заднего фронта ССКЧ, равной времени установления информации на выходе ПЗУ PROM. Целая часть кода частоты поступает также на вход схемы сравнения 2. Дробная часть кода частоты поступает на вход шифратора 1 и на вход арифметико-логического устройства ALI1, где дробная часть вычитается из единицы, а разность записывается в счетчик СТ2, с выхода которого

код разности поступает на вход блока управления <sup>14</sup> модулятором фазы сигнала "разностной" частоты сигналом с числом ступеней  $2^q$  (блок переноса частоты). Если после первого переноса частоты дробная часть кода частоты не равна нулю, а целая часть не равна целой части, записанной в счетчик СТ1, то ALI1 произведет суммирование дробной части кода частоты с содержимым счетчика СТ2. Если после дальнейших переносов дробная часть кода частоты не равна нулю, а целая часть равна содержимому счетчика СТ1, то с выхода схемы сравнения подается импульс, который заблокирует прием информации счетчиком СТ2 со входа Д и вычитет единицу из содержимого счетчика. Если в результате дальнейшего переноса частоты дробная часть кода частоты равна нулю, то шифратор нуля выработает импульс записи кода частоты в регистр RG1. Код частоты получается в результате вычитания в ALI2 кода поправки частоты, хранящейся в ПЗУ PROM2, из кода частоты, хранящегося в ПЗУ PROM1. В ПЗУ PROM1 и PROM2 осуществляется переход от относительного кода частоты в системе к абсолютному значению кода частоты.

Работа синтезатора сетки частот, структурная схема которого приведена на фиг.13, заключается в следующем.

Сигнал опорного генератора 4 частоты  $f_{or}$  поступает на вход ДФКД, на выходе которого образуются импульсы с частотой

$$f = f_{or}/R,$$

где R = коэффициент деления ДФКД.

Система ИФАПЧ определяет шаг перестройки частоты выходного сигнала СС4. Так, например, если задаться частотой  $f_{or} = 5 \text{ МГц}$ , а R = 5000, то шаг перестройки составит

$$\frac{5 \text{ МГц}}{5000} = 1 \text{ кГц}.$$

Сигналы этой частоты поступают на первый вход ИЧФД6, а на другой - импульсы от перестраиваемого генератора 8, деленные делителем с переменным коэффициентом деления ДПКД3. В результате сравнения временного положения входных импульсов ИЧФД6 на его выходе образуется напряжение ошибки, которое управляет генератором 8. Под воздействием напряжения ошибки ПГ8 устанавливается в такое состояние, при котором временное рассогласование входных импульсов по входным импульсам ИЧФД6 равно нулю. В этом случае частота сигнала на выходе ПГ8 определяется выражением

$$f_{or} = \frac{f_{or}}{R} N,$$

где N - коэффициент деления ДПКД. Работой ДПКД управляет дешифратор 2, который преобразует входной код 1 (код поправки частоты  $\Delta f$ ). При необходимости изменения шага перестройки частоты выходного сигнала следует изменить коэффициент деления R ДФКД и заменить ФНЧ7.

Выходные сигналы СС4 управляют ЦПЧ через счетчик СТ3 (фиг. 14б) ЦПЧ представляет собой N последовательно включенных дискретных фазовращателей на два состояния. Например, для  $q = 4$  (фиг.14а) это

$$0 \dots \pi/8; 0 \dots \pi/4; 0 \dots \pi/2; 0 \dots \pi.$$

Временная диаграмма работы ЦПЧ приведена на фиг.14а, а на фиг.15 - вид многоступенчатой функции.

В точках  $f_c = \pm 0,25N$ , где  $N$  - номер характеристики многолучевой структуры, "разностная" частота определяется точно. Ошибка определения частоты усреднителем в среднем не более

$$\xi_f \leq 0,032 \delta$$

и эта ошибка имеет место между соседними точками, в которых частота определяется точно. С другой стороны, шаг перестройки синтезированной частоты уточнителем составляет

$$\Delta f_{yt} = \frac{\Delta f_{cc4}}{2^q}$$

где  $\Delta f_{cc4}$  = шаг перестройки СС4;

$q$  - число дискретных фазовращателей в ЦПЧ.

Таким образом, истинное значение частоты  $f_{ист}$  на выходе уточнителя можно записать в виде

$$f_{ист} = f_c \pm \frac{\Delta f_{cc4}}{2^q}$$

где  $f_c$  - значение синтезированной частоты. Так, если  $\Delta f_{cc4} = 1 \text{ кГц}$ ,  $q = 4$ , то  $f_{ист} = f_c \pm 62,5 \text{ Гц}$  и эта ошибка намного меньше естественной ширины спектральной линии каждого из лазеров.

Равенство частот всех ДМ<sub>l</sub> частоте опорного колебания поддерживается автоматически, благодаря наличию обратной связи с выхода каждого лазера на модулирующий вход соответствующему этому лазеру АОМ<sub>l</sub>. Любое изменение частоты  $\nu_1 i$  - го лазера приводит к изменению частоты модуляции АОМ<sub>l</sub> этого лазера и к "подтягиванию" частоты ДМ<sub>l</sub> этого лазера к частоте  $\nu_0$  опорного колебания. Действительно, изменение частоты  $\nu_1 i$  - го лазера вызовет изменение  $f_{pi}$ , что в свою очередь вызовет изменение  $f_{ci}$ , т.е. приведет к изменению частоты модуляции АОМ<sub>l</sub> этого лазера.

Рассмотрим работу многоканального синтезатора частоты (МСЧ), т.е. синтезатора модулирующих частот, структурная схема которого приведена на фиг.16, структурная схема ИФАПЧ приведена на фиг.17, а на фиг.18 - структурная схема устройства управления МСЧ.

Код разностной частоты (КРЧ) поступает на многоканальный синтезатор (устройство управления) (фиг.16), который включает в свой состав опорный генератор 1, частота которого определяется требуемым дискретом (шагом) перестройки частоты МСЧ, систему 2 ИФАПЧ, устройство управления 3 МСЧ, счетчик 4, схему формирования импульса 5, триггер 6 и  $N$  коммутаторов 7.

В стационарном режиме (коды "разностных" частот определены и известны) выходные сигналы ИФАПЧ1...ИФАПЧN поступают на сигнальные входы соответствующих коммутаторов  $K1...KN$ . С выхода триггера 6 на входы управления коммутаторов поступает логическая единица, под действием которой коммутаторы  $K1...KN$  открыты для прохождения сигналов. Частота сигналов каждой из систем ИФАПЧ определяется кодом управления, который поступает на входы управления каждой системы ИФАПЧ от соответствующих блоков уточнения "разностной" частоты, через устройство 3 управления МСЧ.

При изменении одной или нескольких "разностных" частот происходит изменение кодов этих частот на соответствующих выходах блоков уточнения. При этом схема формирования импульса сброса вырабатывает импульс, который обнуляет счетчик и устанавливает на выходе триггера логический ноль, которым закрываются соответствующие коммутаторы  $K1...KN$ . Одновременное этим код блока управления изменяет коэффициенты деления делителей с переменным коэффициентом деления, что приводит к рассогласованию в соответствующих системах ИФАПЧ1...ИФАПЧN. В результате на выходах фильтров нижних частот 5 (фиг.17) вырабатывается сигнал ошибки, который устанавливает частоту перестраиваемого генератора (выходную частоту системы ИФАПЧ) в соответствии с входным кодом. Перестройка соответствующих систем ИФАПЧ завершается за 25 - 40 периодов колебаний опорного генератора.

После обнуления счетчика в нем происходит счет импульсов опорного генератора и после 40 импульсов, когда переходные процессы в соответствующих системах ИФАПЧ1...ИФАПЧN завершены вырабатывается импульс, который поступает на триггер, устанавливая его в состояние логической единицы, соответствующие коммутаторы  $K1...KN$  открываются и на выходах МСЧ одновременно по соответствующим выходам устанавливаются частоты, соответствующие кодам разностных частот.

Устройство управления МСЧ может быть реализовано на базе микроЭВМ или спецпроцессора с набором аппаратных средств и сопрягается с МСЧ через интерфейс радиальный параллельный (ИРПР).

Вариант выполнения устройства управления приведен на фиг.18.

Работа устройства. При выполнении программы записи кодов частоты в соответствующие буферные регистры блоков управления устройств ИФАПЧ2 синтезаторы частоты в цикле "вывода" центральный процессор ЭВМ записывает в регистр состояния ИРПР 3.5 код номера ИФАПЧ (равный номеру канала), в буферный регистр которой (ИФАПЧ) будет производиться запись кода частоты. Этот код преобразуется дешифратором 4 (фиг.18) в позиционный код номера ИФАПЧ, по которому вырабатывается импульс выбора микросхемы соответствующего ДПКД. Затем, также в цикле "вывод" центральный процессор записывает в регистр данных 3.4 код частоты, который должен быть записан в выбранную ИФАПЧ и при помощи сигнала "Готовность" от выбранной системы ИФАПЧ, сигнализирующего о готовности системы и записи кода частоты, вырабатывает сигнал "Строб", по которому код частоты записывается из регистра данных 3.4 в буферный регистр ДПКД выбранной ИФАПЧ. Перед этим предварительно вырабатывается сигнал "Сброс" для установки в начальное состояние счетчика 4 и триггера 6 МСЧ. Для записи кода частоты в другие ИФАПЧ указанные операции повторяются.

Таким образом, устройство усреднения и уточнения кода "разностной" частоты совместно с МСЧ (фиг.3 и 16) и соответствующих АОМ<sub>l</sub> автоматически осуществляют выравнивание частот ДМ<sub>l</sub> относительно частоты опорного пучка с погрешностью существенно меньшей естественной ширины спектральной линии каждого из лазеров.

Выравнивание фаз колебаний суммируемый пучков производится следующим образом. Во-первых, в фазу колебаний каждого из лазеров вносится фаза колебаний некоторой вспомогательной частоты путем модулирования по фазе колебаний каждого из лазеров сигналом с числом ступеней  $2^n$ , что может быть осуществлено путем подачи ступенчатого напряжения на пьезоэлектрический держатель одного из зеркал резонатора лазера. Ступенчатое напряжение может быть получено с помощью модулятора, функциональная

схема которого приведена на фиг.19а, а на фиг.19б показан пример формирования ступенчатого напряжения для  $n = 4$ .

В этом случае частота излучения лазера переносится на частоту модуляции.

На фиг.20 представлена схема управления фазовращателями, а на фиг.21 для пояснения - часть структурной схемы фиг.3, при этом излучение ДМ<sub>l</sub> направлено перпендикулярно плоскости рисунка.

При отсутствии сигналов от фазовых детекторов 19<sub>1</sub>...19<sub>N</sub> на входах элементов 2<sub>1</sub>...2<sub>N</sub> "НЕ" (фиг.20) находится уровень "логического нуля". После инвертирования элементами "НЕ" сигнал с уровнем "логической единицы" поступает на первые входы элементов "И" 3<sub>1</sub>...3<sub>N</sub>, на вторые входы которых подаются тактовые импульсы с генератора 5, а с выходов этих элементов сигналы подаются на счетные входы счетчиков 4<sub>1</sub>...4<sub>N</sub>. Если при включении всего устройства на входы установки счетчиков поступает импульс начальной установки с генератора 6, то все счетчики работают синхронно и на выходах фазовращателей 15<sub>1</sub>...15<sub>N</sub> сдвиг по фазе равен нулю, так как в один и тот же момент времени между всеми счетчиками  $\Delta T = 0$ , т.е. задержка отсутствует, следовательно, набег фаз одинаков. При появлении на выходе любого из фазовых детекторов 19<sub>1</sub>...19<sub>N</sub> сигнала на входы соответствующих элементов "И" 3<sub>1</sub>...3<sub>N</sub> поступают сигналы "логического нуля" и тактовые импульсы на вход счетчика, подключенного к соответствующему элементу "И" 3<sub>1</sub>...3<sub>N</sub>, не поступают.

Это приведет к возникновению соответствующей временной задержки ДТ и, следовательно, фазового сдвига между сигналом, подаваемым от генератора 26 (фиг.3) и сигналами, подаваемыми с выходов усилителей 18<sub>1</sub>...18<sub>N</sub> (фиг.20), равного

$$\Delta \varphi = 2\pi \frac{\Delta T}{T}.$$

Эта задержка, а значит и фазовый сдвиг  $\Delta \varphi$  увеличивается до тех пор, пока разность фаз между упомянутыми сигналами не станет равна нулю, в результате чего исчезнет сигнал на выходе соответствующего фазового детектора 19<sub>1</sub>...19<sub>N</sub> импульсы от генератора 5 снова начнут поступать на соответствующие входы счетчиков, фиксируя полученную временную задержку, т.е. разность фаз. Таким образом, разность фаз между ДМ<sub>l</sub> обратится в ноль и будет поддерживаться равной этой величине обеспечивая синфазное суммирование пучков в суммирующем устройстве 7 (фиг.4).

Поскольку фазовая информация, содержащаяся в ДМ<sub>l</sub> полностью сохраняется в функции гетеродинированного поля, т.е. в фазе сигнала, подаваемого на один из входов фазовых детекторов 19<sub>1</sub>...19<sub>N</sub>, напряжение на их выходе автоматически управляет величиной  $\Delta T_{ij}$ , компенсирующей появляющуюся разность фаз между ДМ<sub>l</sub>.

Во всех ДМ<sub>l</sub> вектор  $\vec{E}$  перпендикулярен направлению распространения ультразвуковых волн, а пространственная ориентация векторов  $\vec{E}$  во всех ДМ<sub>l</sub> показана на фиг.22а и подобна распределению волны Н<sub>01</sub> в круглом волноводе. Диаграмма направленности (ДН) конического рупора с волной Н<sub>01</sub> имеет 2 - х лепестковую структуру с нулем по оси рупора, а в направлении максимума ДН должны быть ориентированы продольные оптические оси ДМ<sub>l</sub>.

Каждый из АОМ<sub>l</sub> представляет собой излучатель, излучающий мощность Р<sub>l</sub> с коэффициентом усиления  $g_{rl}(\varphi, \theta)$ , характеризующим направленность каждого из ДМ<sub>l</sub>. Совокупность АОМ<sub>l</sub> представляет собой кольцевую решетку из N излучателей, излучение которой сфокусировано в точку расположения суммирующего устройства 7 (фиг.4), т.е. сфокусировано на бесконечность. Известно, что коэффициент усиления такой решетки  $G_r(\varphi, \theta)$  может быть записан в виде

$$G_r(\varphi, \theta) = N g_{rl}(\varphi, \theta),$$

где индекс r означает, что как G (φ, θ), так и  $g_{rl}(\varphi, \theta)$  реализуемые в направлении φ, θ величины. Если предположить, что как Р<sub>l</sub>, так  $g_{rl}(\varphi, \theta)$  одинаковы для всех АОМ<sub>l</sub> и соответственно равны Р<sub>0</sub> и ой  $g_{rl}(\varphi, \theta)$ , то энергопотенциал Э (φ, θ) решетки можно записать в виде

$$\mathcal{E}(\varphi, \theta) = P_0 g_{\alpha r}(\varphi, \theta)$$

что является обобщением когерентного сложения N колебаний.

Основная характеристика любой антенны (суммирующее устройство является приемной антенной) это функция Ф (φ, θ), описывающая зависимость напряженности поля волны, излученной (принятой) антенной от углов (φ, θ).

В нашем случае эта зависимость имеет вид

$$\Phi(\varphi, \theta) = |\Phi(\varphi, \theta)| e^{-i\psi(\varphi, \theta)},$$

где (φ, θ) - азимут и угол места соответственно;

$|\Phi(\varphi, \theta)|$  - амплитудная ДН;

$\psi(\varphi, \theta)$  - фазовая ДН.

В пределах основного лепестка суммирующее устройство имеет фазовую характеристику, не отличающуюся от постоянной функции. Таким образом, суммирующее устройство, обладая постоянной фазовой характеристикой, не вносит фазовых ошибок в фазу каждого из ДМ<sub>l</sub> и не нарушает полученной когерентности суммируемых пучков.

Волна Н<sub>01</sub> в круглом волноводе является наиболее длинной, ее критическая длина равна 1,64а, где а - радиус волновода, структура поля показана на фиг.22б. Электрические силовые линии представляют собой окружности, а магнитные силовые линии в плоскости поперечного сечения идут по радиусам, т.е. отсутствуют продольные токи. С увеличением частоты уменьшаются токи на стенках волновода, что приводит к уменьшению коэффициента затухания, а условия распространения волны в волноводе приближаются к условиям распространения плоской волны в пространстве.

Для согласования круглого волновода с пространством используется конический рупор. Как показывают исследования, если круглый волновод переходит в конический рупор, то волноводная волна, приходящая к горлу рупора, почти нацело преобразуется в соответствующую рупорную волну, которая в сущности является сферической волной, последняя же на достаточно больших расстояниях по сравнению с длиной волны

вырождается в плоскую. В соответствии с теоремой взаимности справедливо и обратное утверждение, т.е. при падении плоской волны на раскрыт рупора она преобразуется в рупорную, а затем в волноводную.

Следует отметить, что длина когерентности лазеров много больше нескольких десятков метров (интерференция наблюдается при разности хода, превышающей 1000м), поэтому выравнивание фаз пучков может производиться как в плоскости их суммирования, так и в плоскости, удаленной от плоскости суммирования пучков.

Как и всякий оптический прибор заявляемое устройство в обязательном порядке подлежит юстировке.

Юстировка - совокупность операций по приведению меры или измерительного прибора в рабочее состояние, обеспечивающее должную точность его, правильность и надежность действия. Юстировка заключается в установлении правильного взаимодействия, взаимного расположения и относительного перемещения деталей, узлов и систем юстируемых объектов. Основные операции при юстировке: определение дефектов, регулирование расположения деталей и узлов при помощи винтов, прокладок и т.п., исправление изношенных мест при помощи шлифовки, притирки, доводки, смены отдельных деталей и узлов.

Юстировка оптических систем (приборов) - специальная регулировка или наладка оптических систем, заключающаяся главным образом в установке оптических деталей (линз, призм, зеркал, отсчетных шкал и пр.) в такие взаимные положения, при которых они наилучшим образом выполняют предназначенные им функции. Необходимость такой специальной регулировки в процессе сборки оптических приборов обусловлена сильной зависимостью некоторых свойств этих приборов от взаимного расположения оптических деталей и их параметров, которые не могут быть точно выполнены в процессе их производства. Юстировка оптических систем обычно производится путем последовательной установки отдельных оптических деталей по ходу светового луча в приборе и контроле их действия.

Методы юстировки различных оптических приборов очень разнообразны, но обычно они сводятся к следующим операциям:

а) к изменению взаимного расстояния между отдельными оптическими деталями (зрительные трубы, фотокамеры и пр.);

б) к установке различных призм и зеркал в определенные положения, при которых призма (зеркало) должны отклонять падающий на них луч света на определенный угол (призматические бинокли, призмённые спектральные приборы и пр.);

в) к точной установке некоторых поверхностей строго параллельно друг к другу (интерферометры и пр.);

г) к подгонке показаний различных шкал или отсчетных устройств (измерительные оптические приборы и пр.).

При этом в конструкции прибора обычно предусматривается возможность производства этих операций и закрепления деталей в установленных в процессе юстировки положениях. Общим правилом для юстировки большинства приборов является центровка прибора, т.е. установка всех оптических деталей на одной оптической оси.

В настоящее время известны способы и приборы, позволяющие измерять величины местных неровностей поверхностей с точностью 0,015 - 0,03мкм, существуют индикаторы, позволяющие фиксировать линейное перемещение плоскости детали (поверхности АОМ, фотосмесителя) на величину 0,007 - 0,014мкм. Отметим, также, что в настоящее время когерентности некоторых лазеров достигает  $10^{-2}$ с, т.е. примерно в  $10^6$  раз больше, чем у любого классического источника излучения.

По сравнению с прототипом предлагаемый способ формирования когерентного оптического сигнала суммированием пучков излучения лазеров в вершине конической поверхности и устройство когерентного оптического излучения, реализующее заявляемый способ позволяют получить когерентный пучок с высокой плотностью мощности, пропорциональной квадрату числа источников, т.е. лазеров.

Заявляемый способ и устройство его реализующее могут найти самое широкое применение в различных областях науки и техники - металлургии, медицине, физике и т.д.

Источники информации

1. Новости зарубежной науки и техники. - 1989. - №14 (770). - С.23 - 27.

2. Наука и жизнь. - 1979. - №7. - С.3 - 15.

3. Патент US №4798467, кл. G01B9/02, 1989.

4. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. - Т.4. - М.: Сов. радио, 1978. - С.315 - 318.

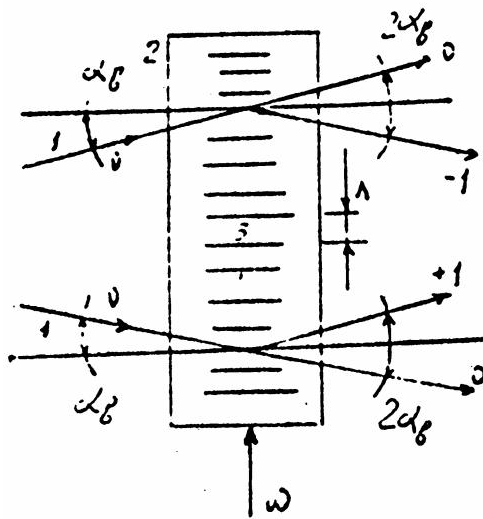
Таблица

Расчетные значения эталонных, усредненных частот и ошибок определения частоты

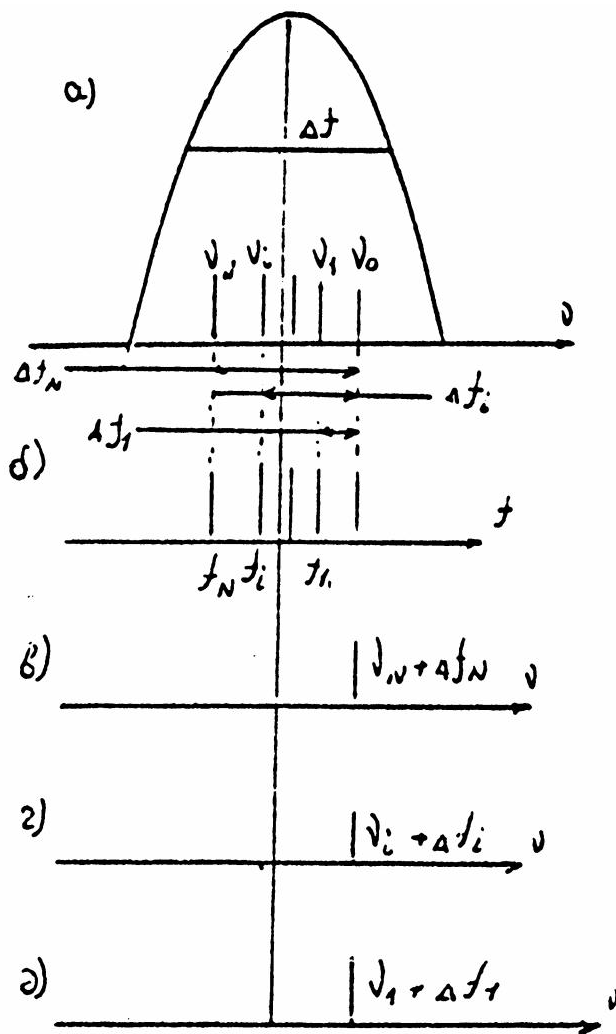
n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
$f_y, \delta$	2.0	1.9	1.8	1.7	1.5	1.3	1.2	1.1	1	0.9	0.8	0.7	0.5	0.3	0.2	0.1	0
$f_i, \delta$	2.0	1.882	1.886	1.707	1.5	1.293	1.134	1.118	1	0.882	0.886	0.707	0.5	0.293	0.134	0.118	0
$\Delta \delta$	0	-0.18	0.066	0.007	0	-0.007	-0.066	0.018	0	-0.018	0.066	0.007	0	-0.007	-0.066	0.018	0

Продолжение таблицы

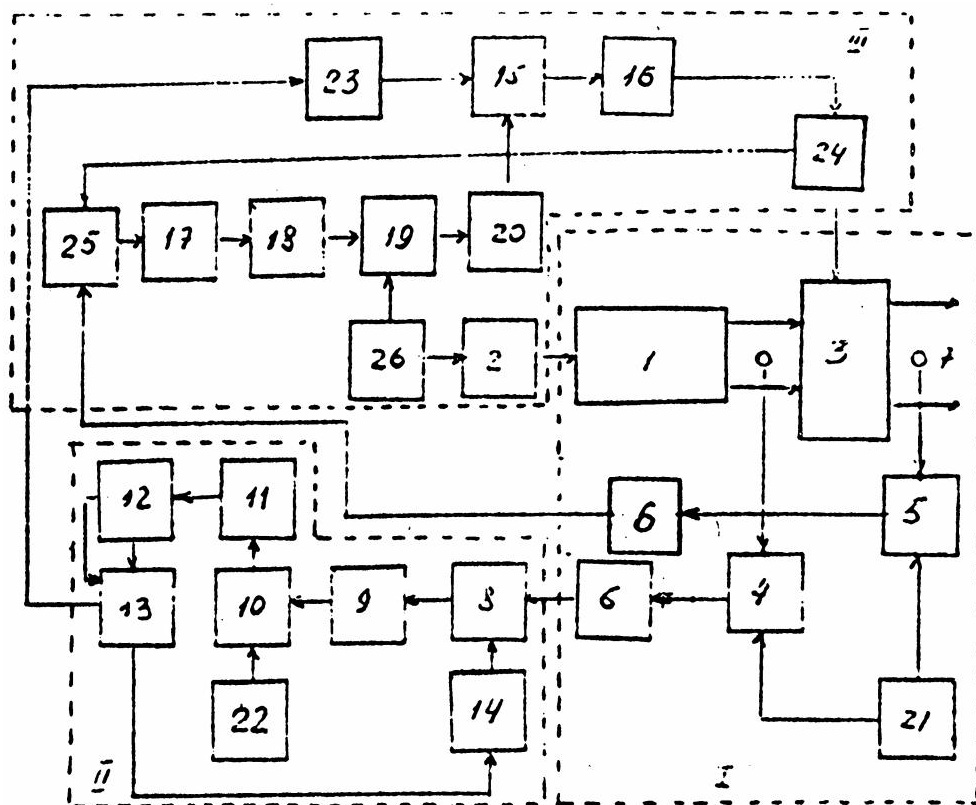
n	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
$f_y, \delta$	0	-0.1	-0.2	-0.3	-0.5	-0.7	-0.8	-0.9	1	-1.1	-1.2	-1.3	-1.5	-1.7	-1.8	-1.9	-2.0
$f_i, \delta$	0	-0.118	-0.134	-0.29	-0.5	-0.707	-0.866	-0.882	-1	-1.118	-1.134	-1.293	-1.5	-1.707	-1.866	-1.882	-2.0
$\Delta \delta$	0	-0.018	0.066	0.007	0	-0.007	-0.066	0.018	0	-0.018	0.066	0.007	0	-0.07	-0.066	0.018	0



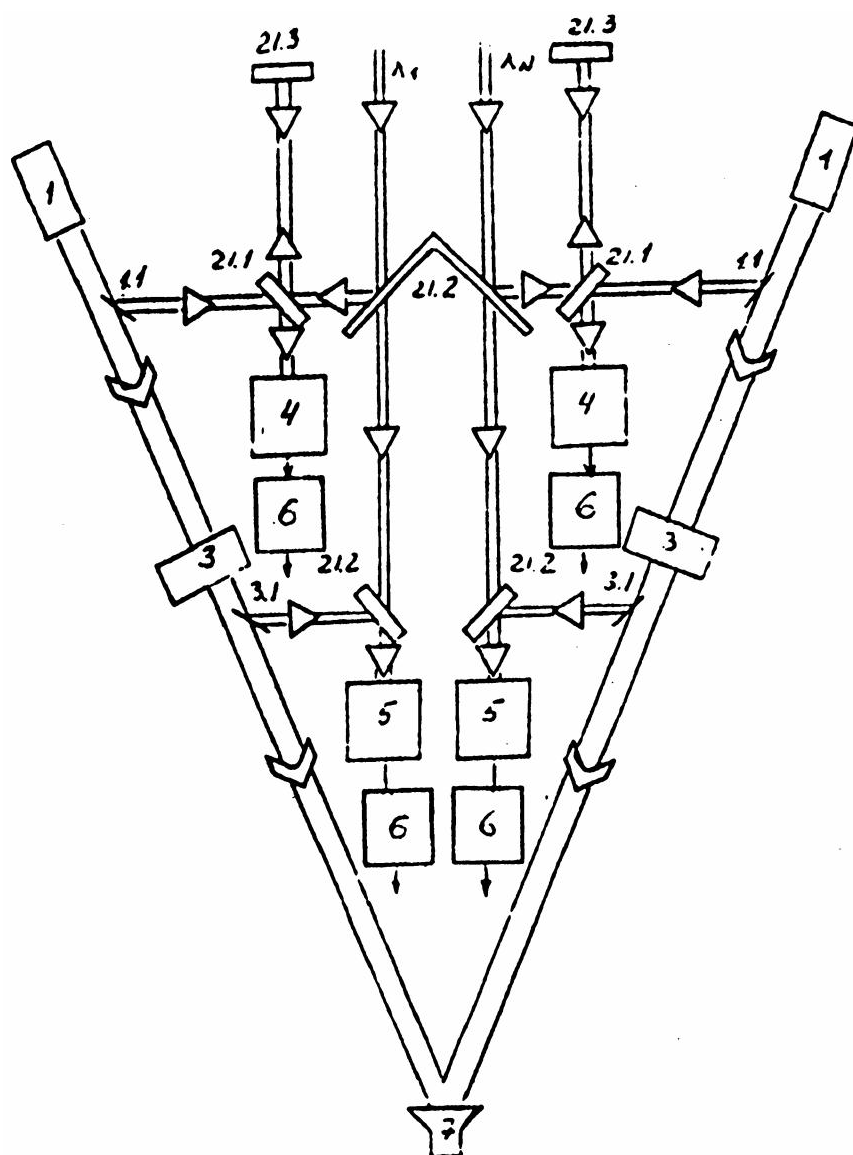
Фиг. 1



Фиг. 2

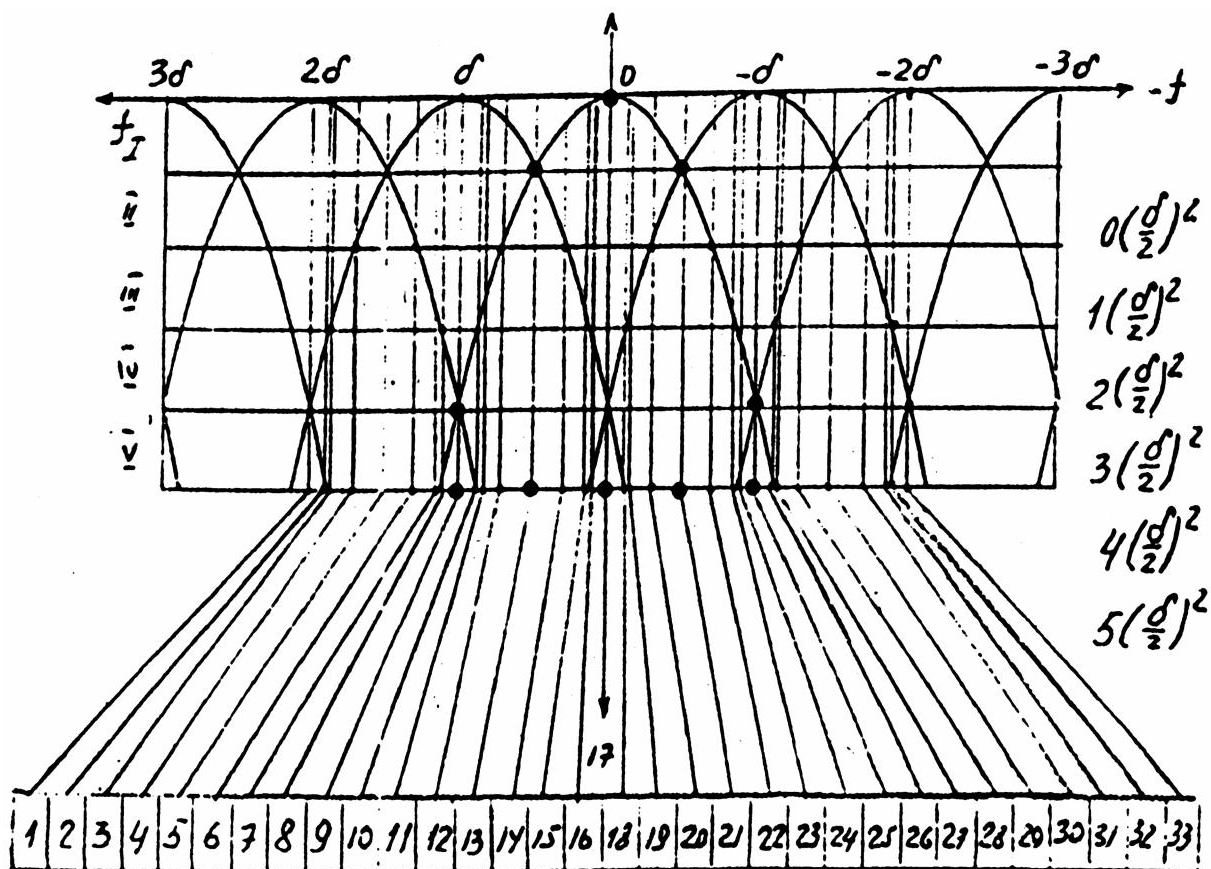


Фиг. 3

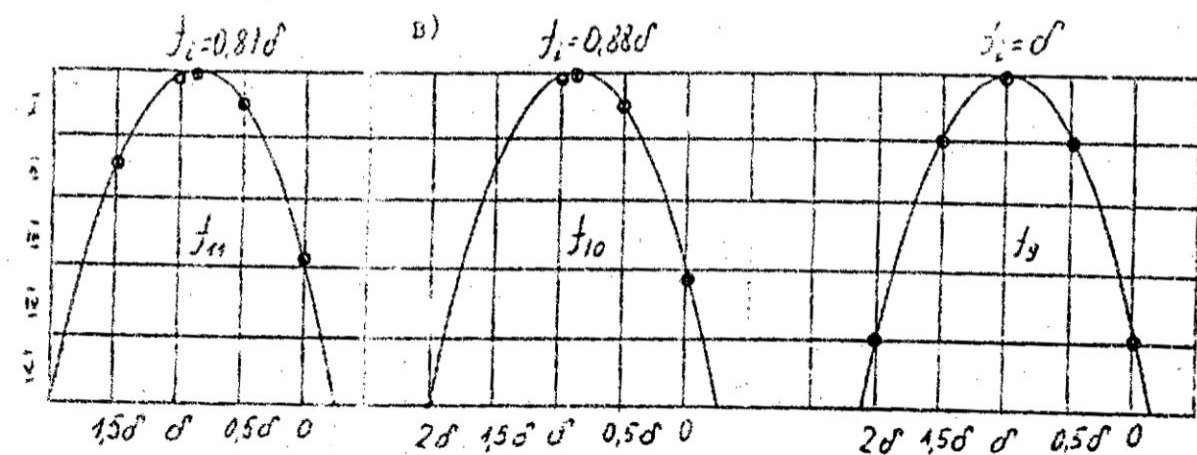
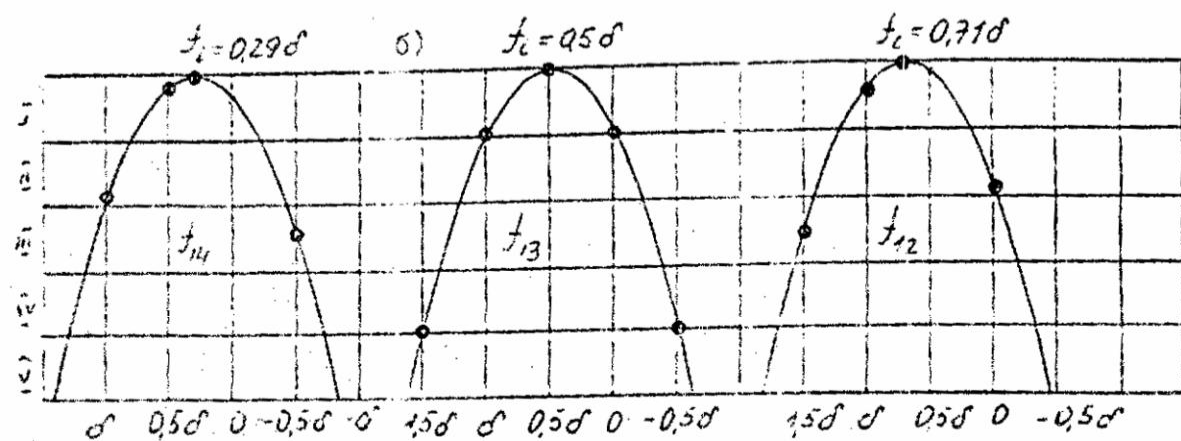
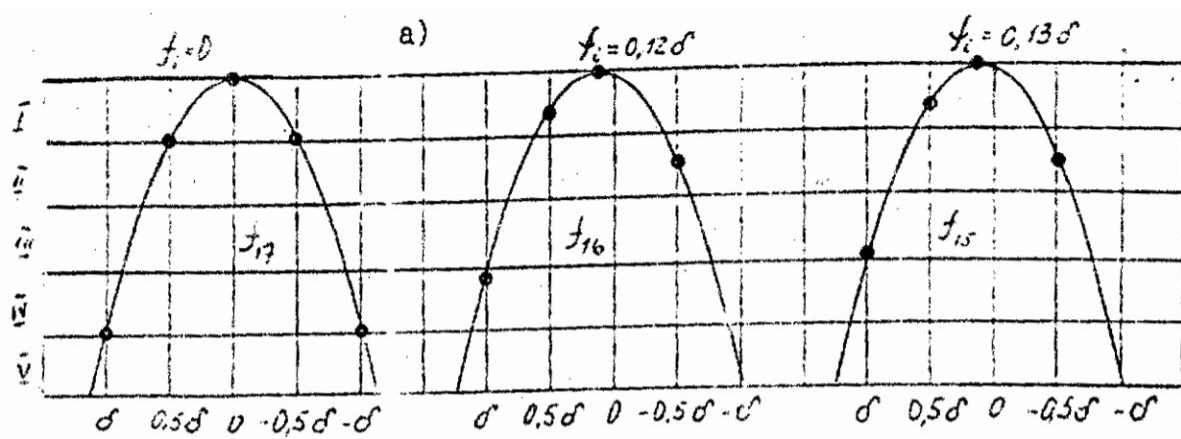


Фиг. 4

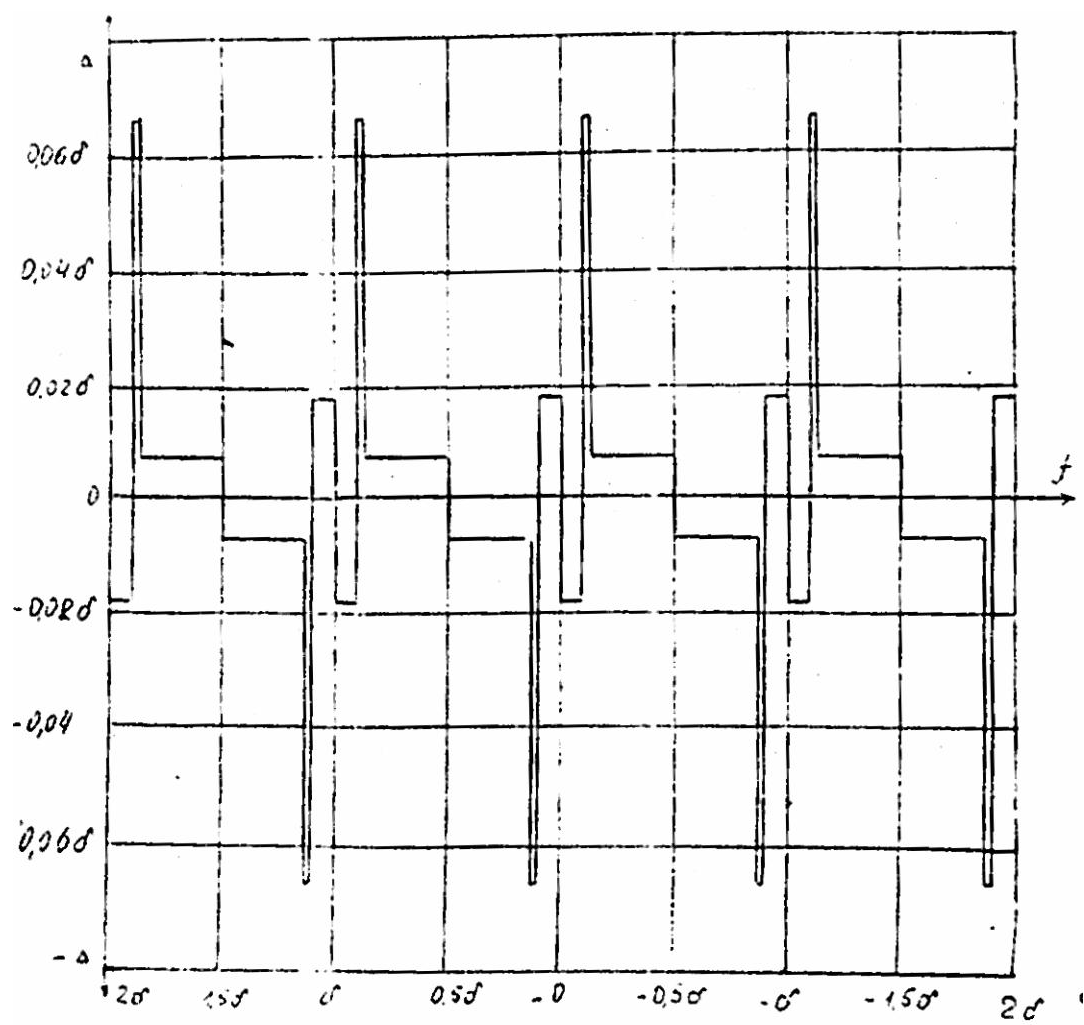




Фиг. 5

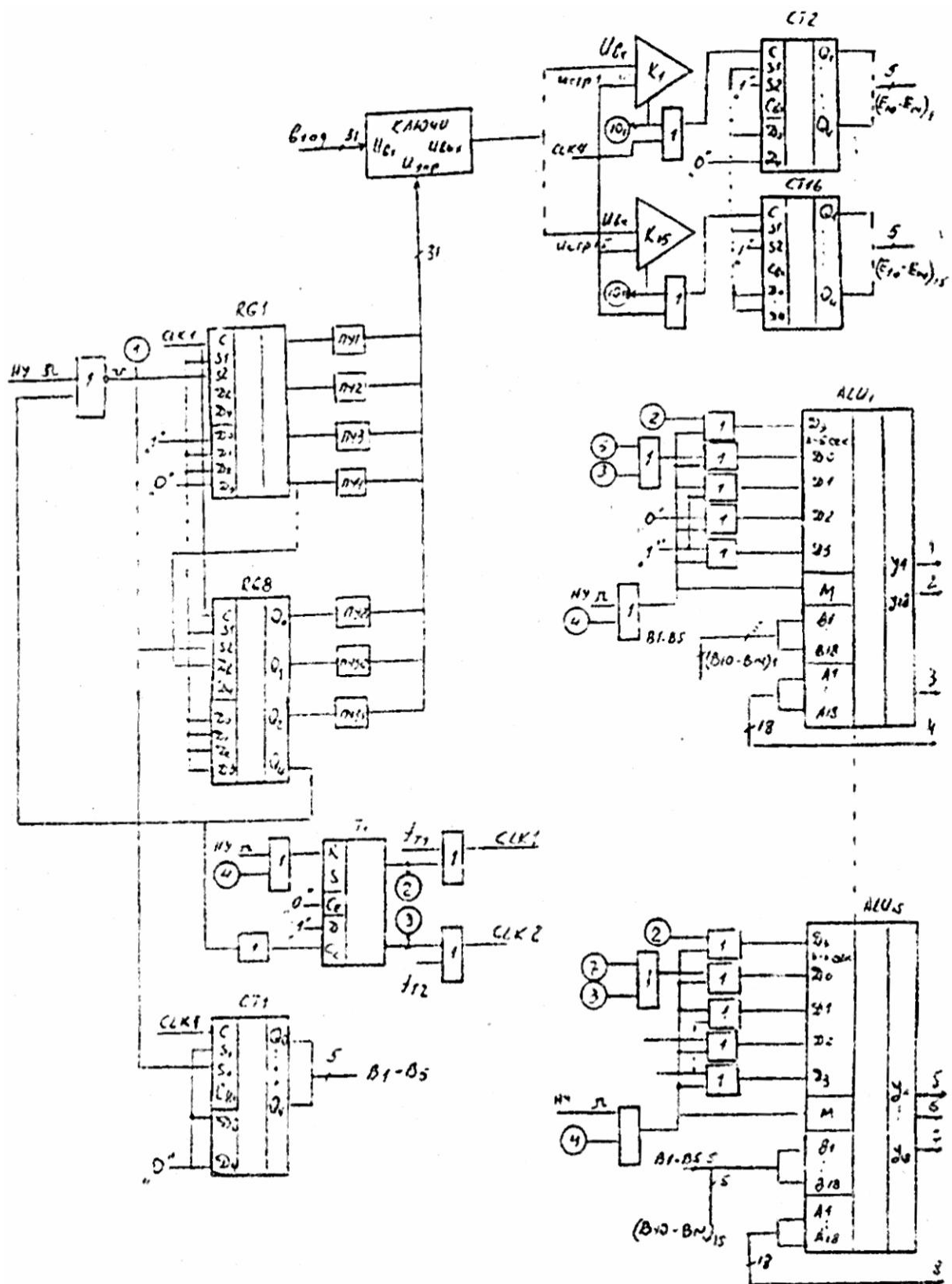


Фиг. 6

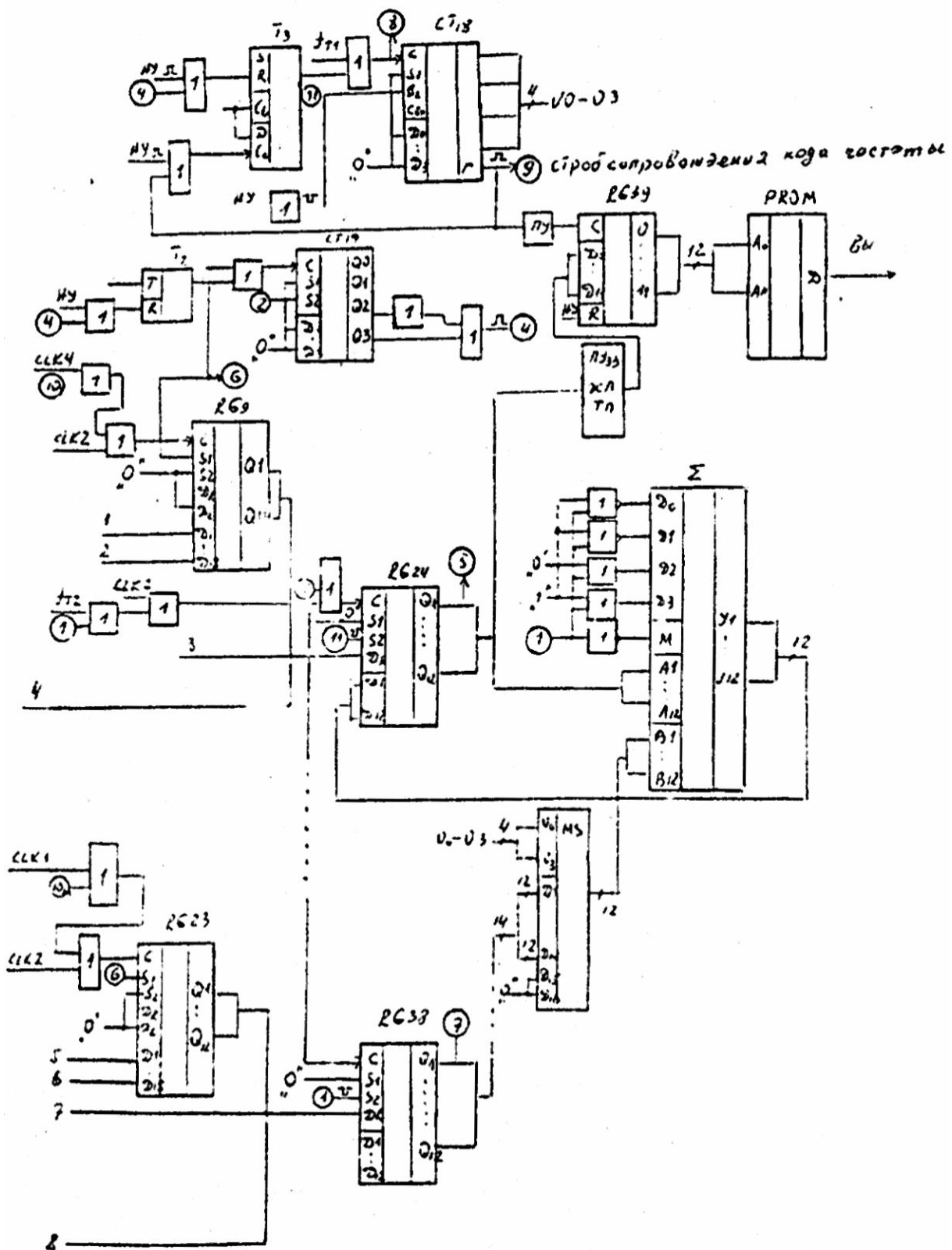


Фиг. 7

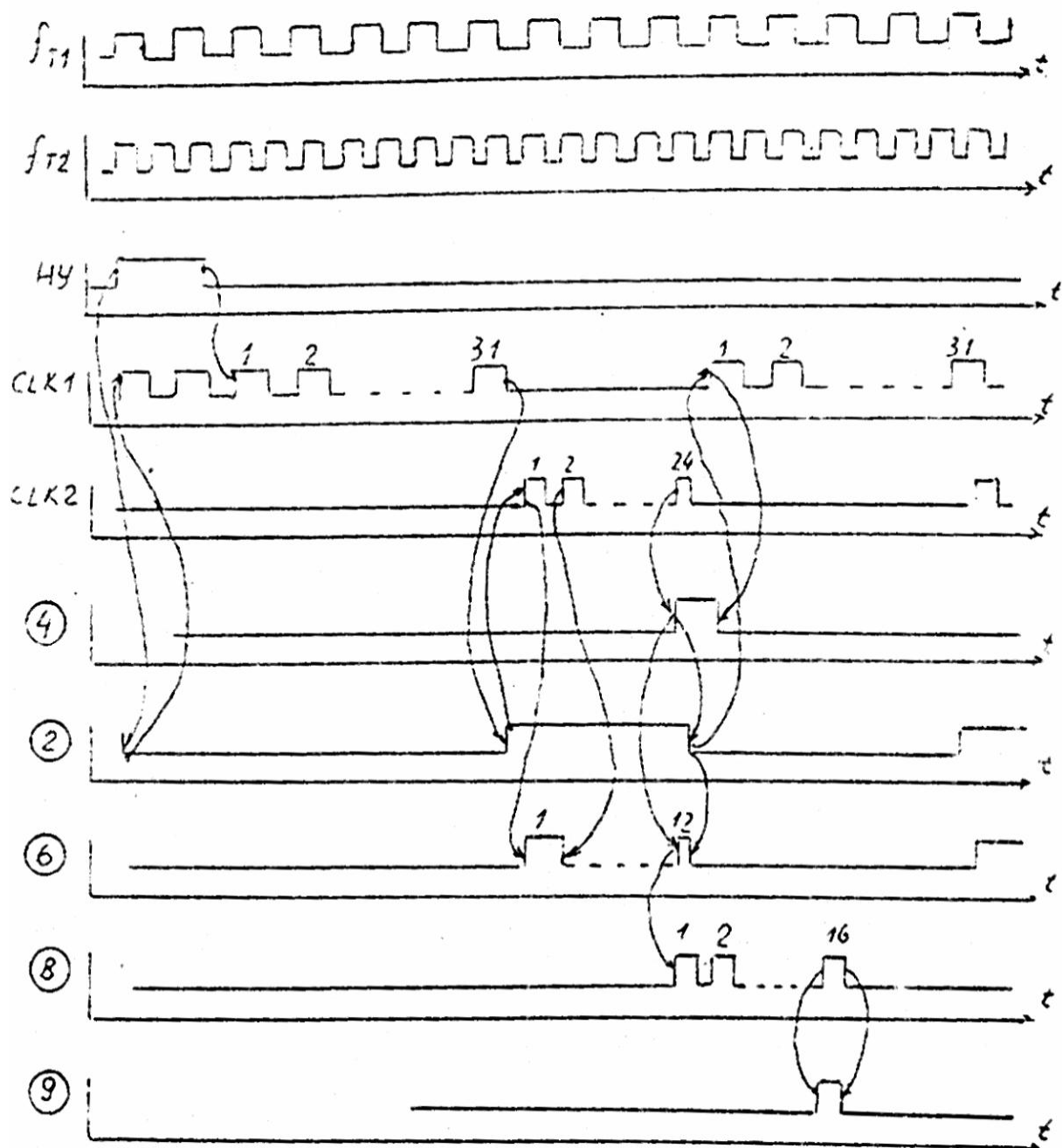




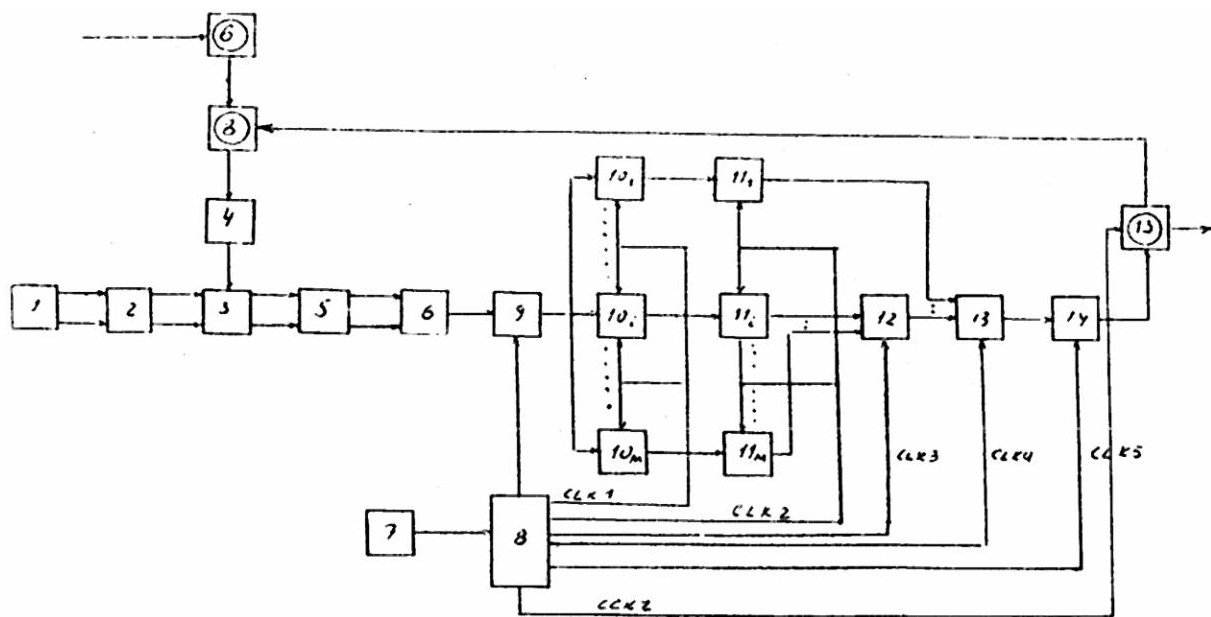
Фиг. 8в



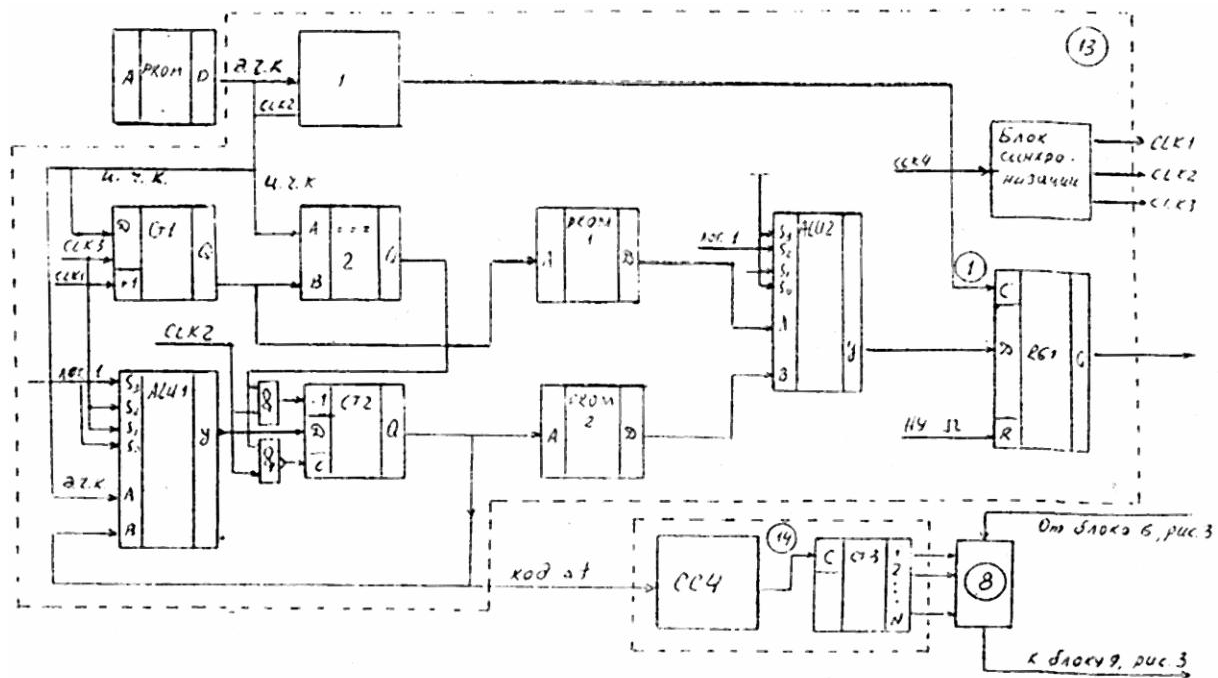
Фиг. 8г



Фиг. 9

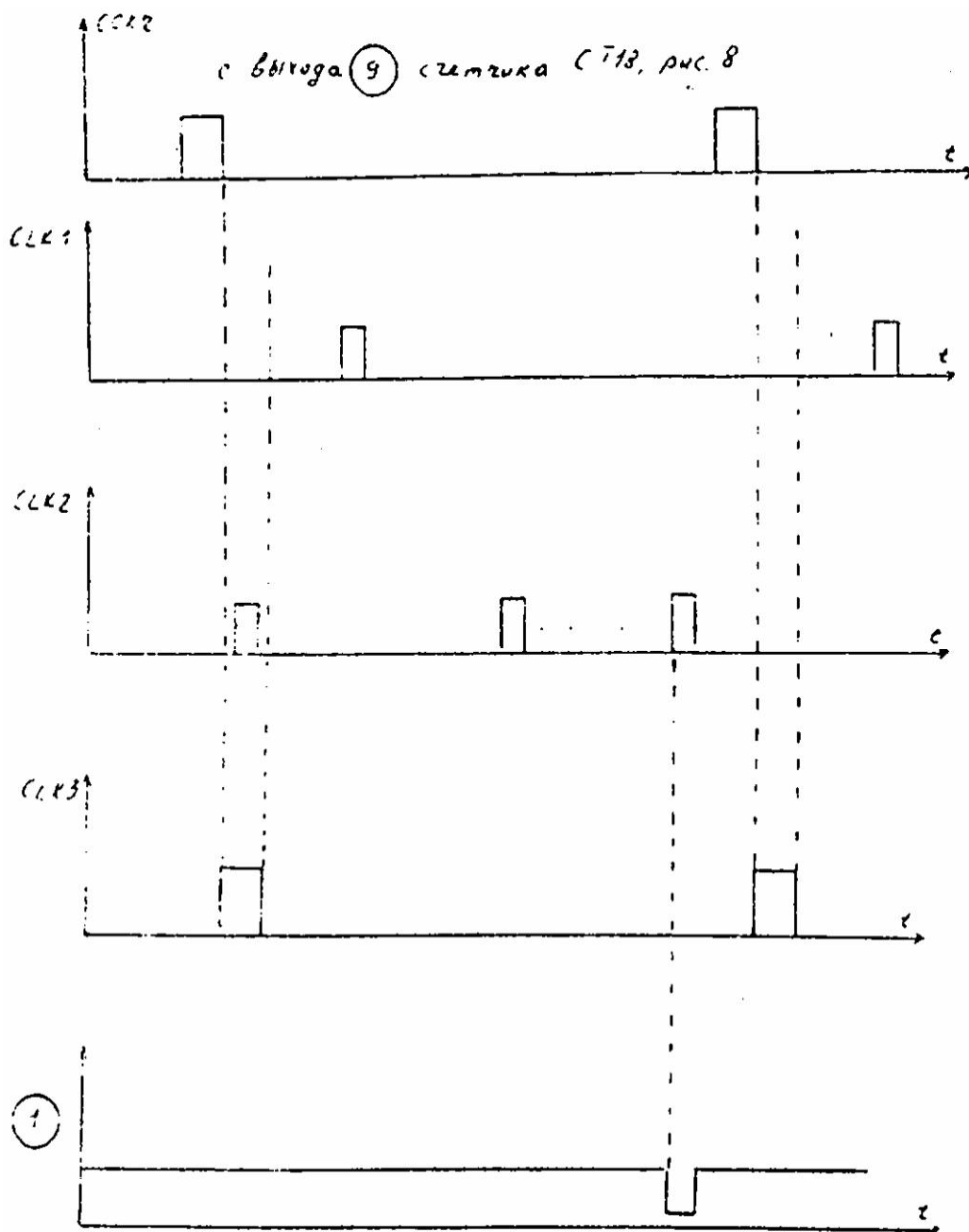


Фиг. 10

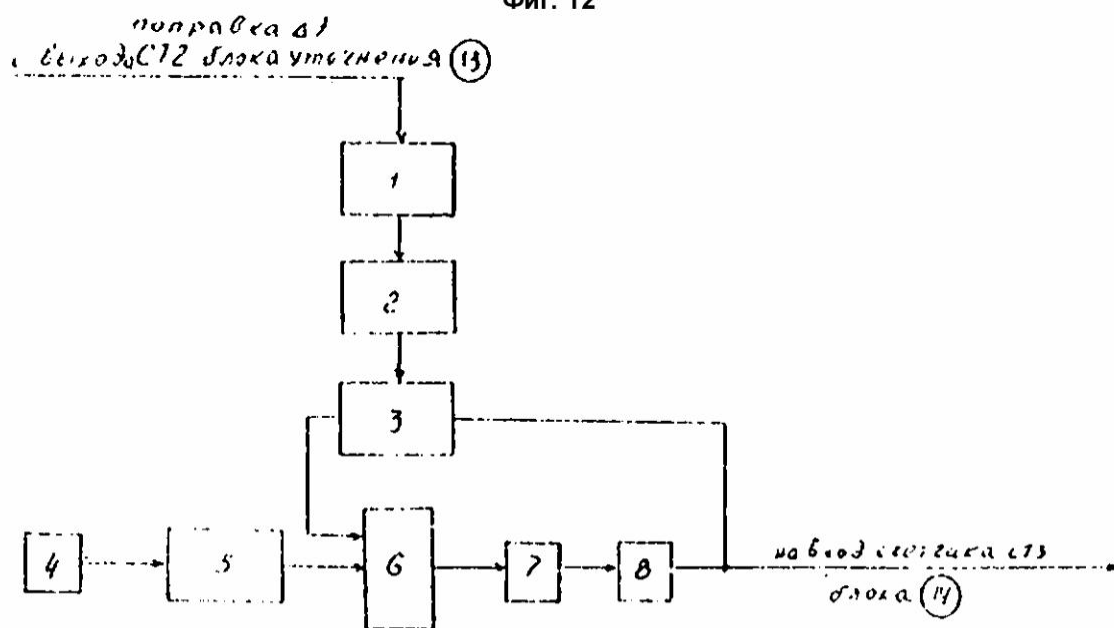


Фиг. 11



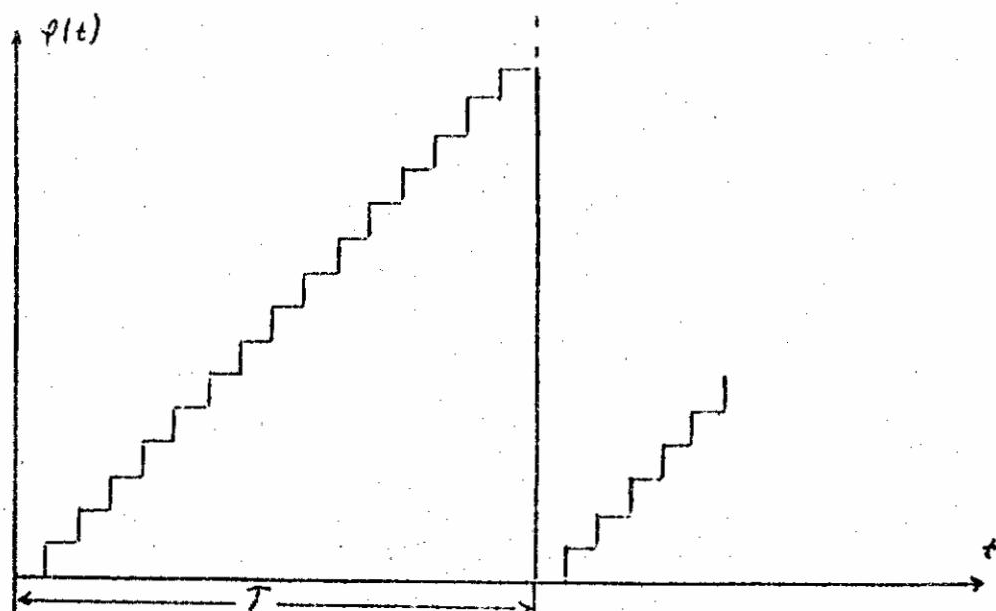
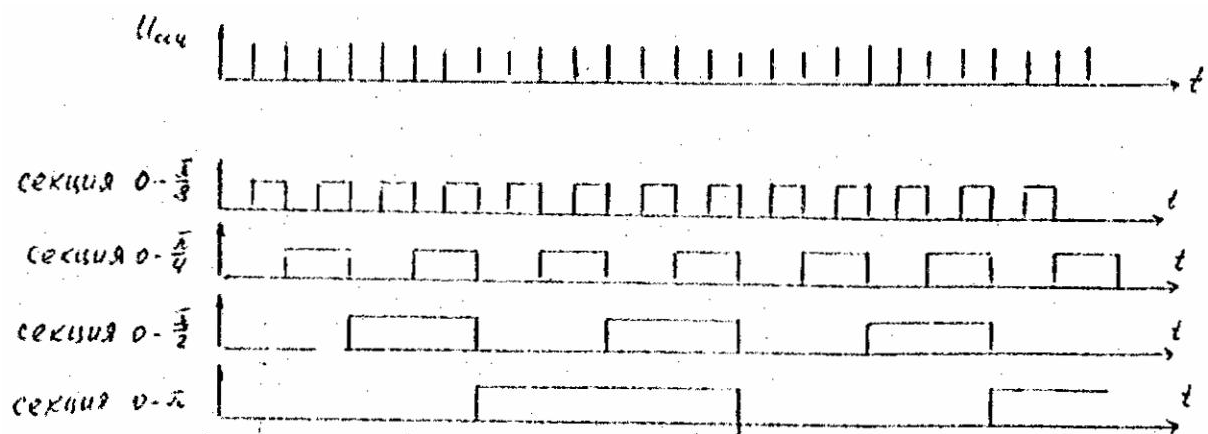


Фиг. 12

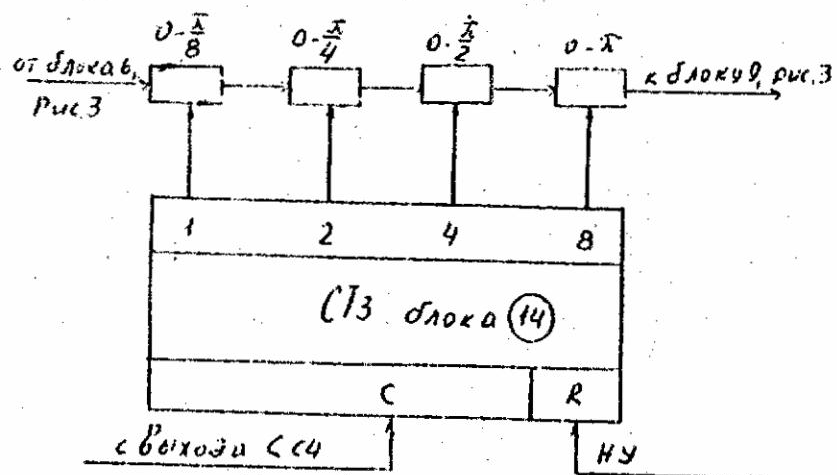


Фиг. 13



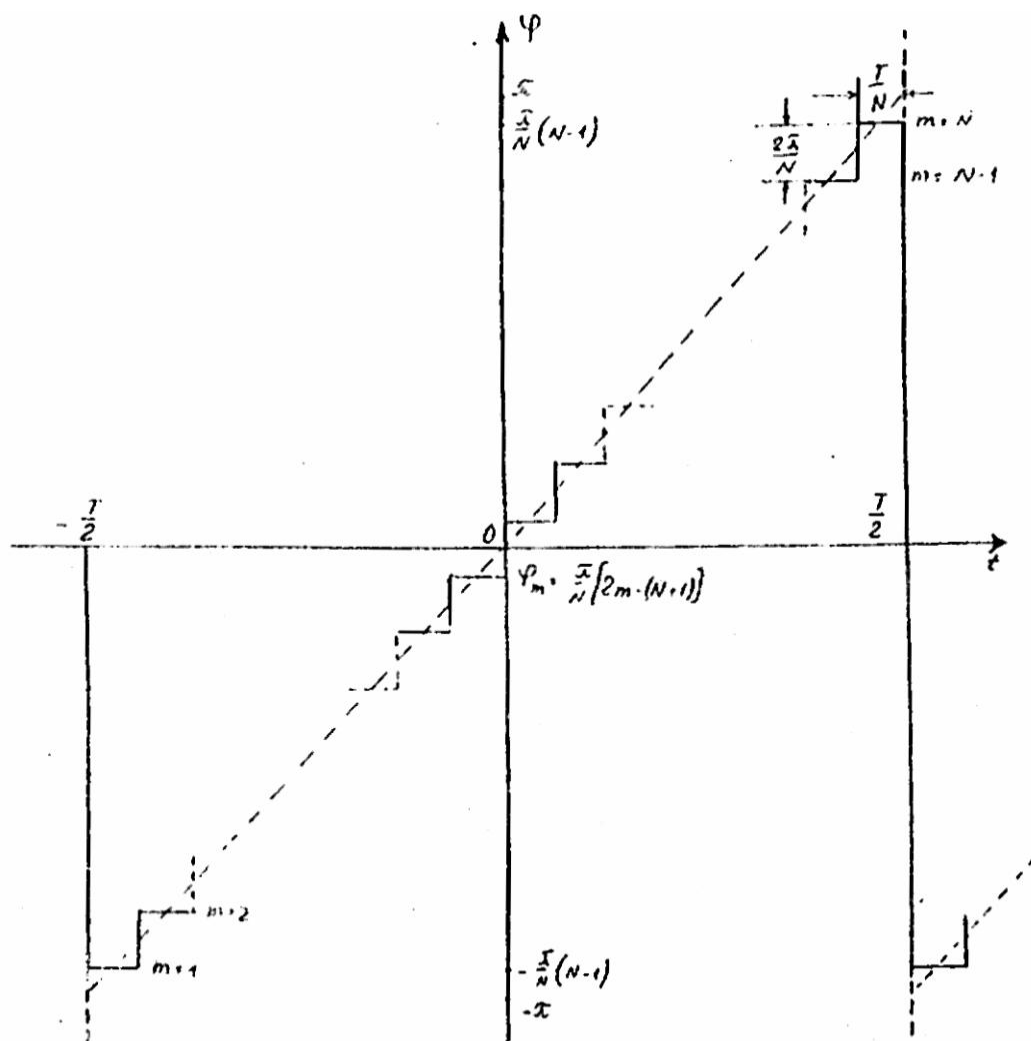


Фиг. 14а

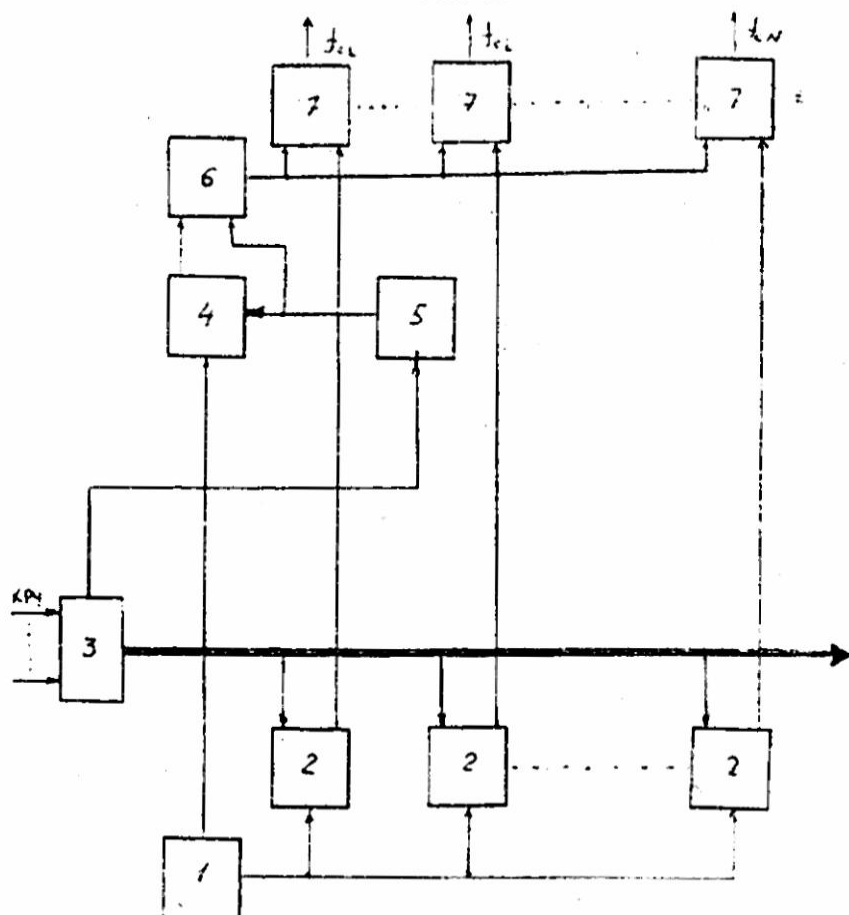


Фиг. 14б

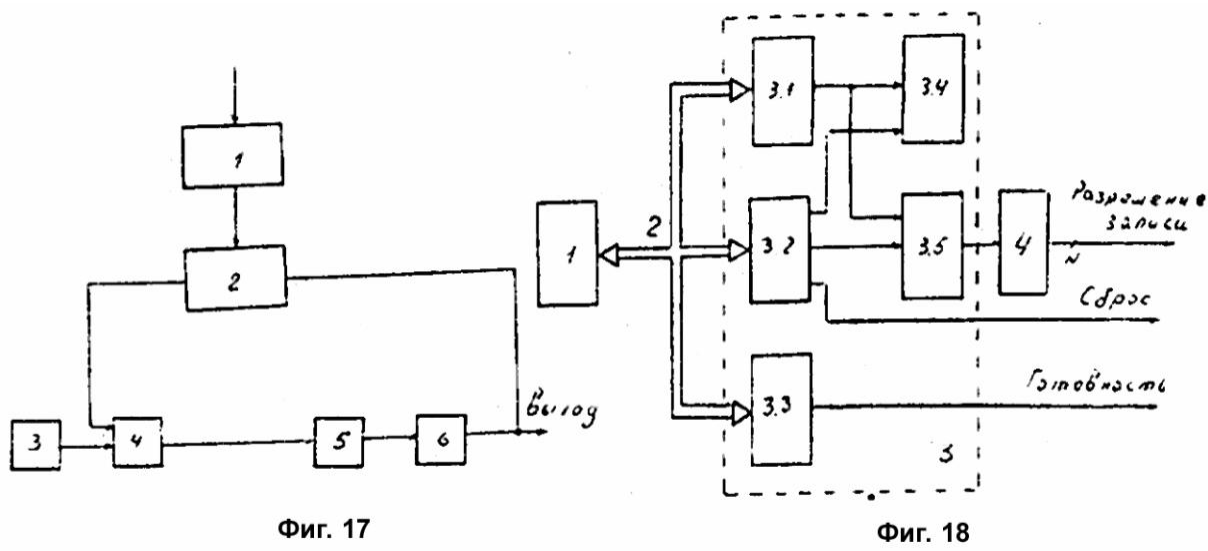




Фиг. 15

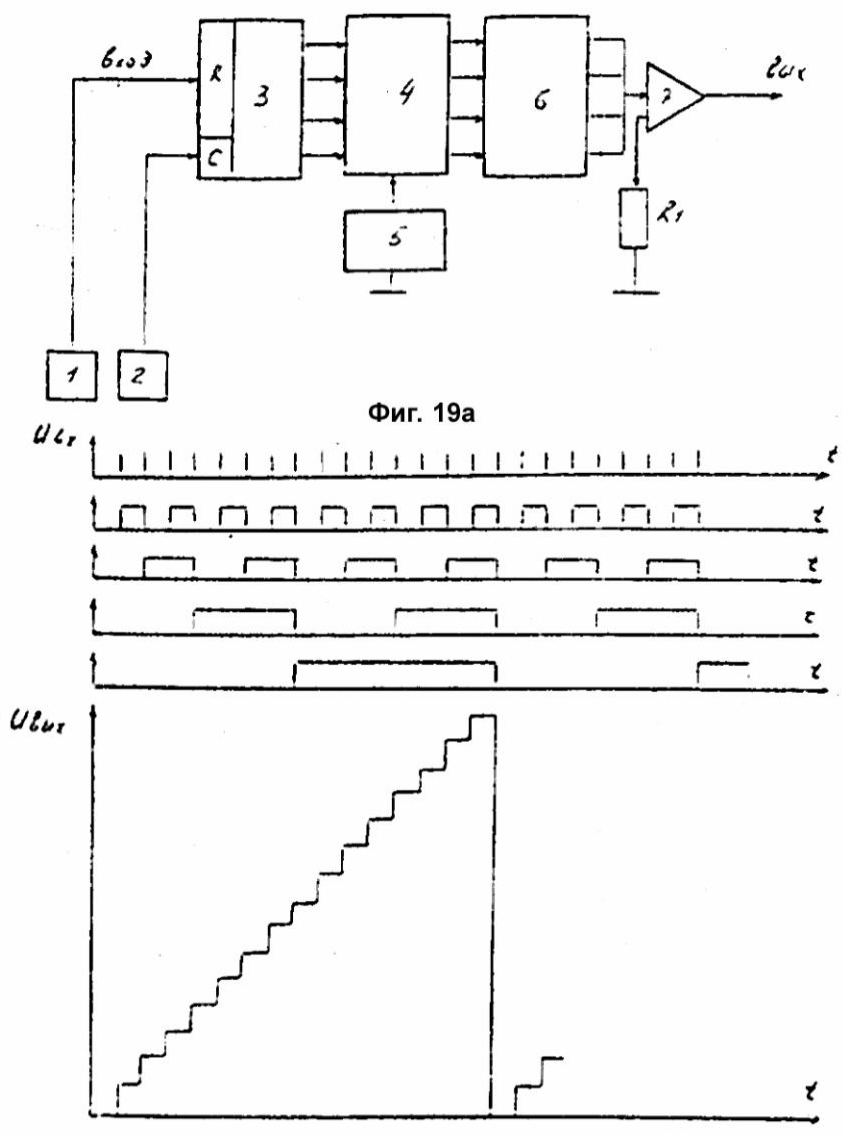


Фиг. 16



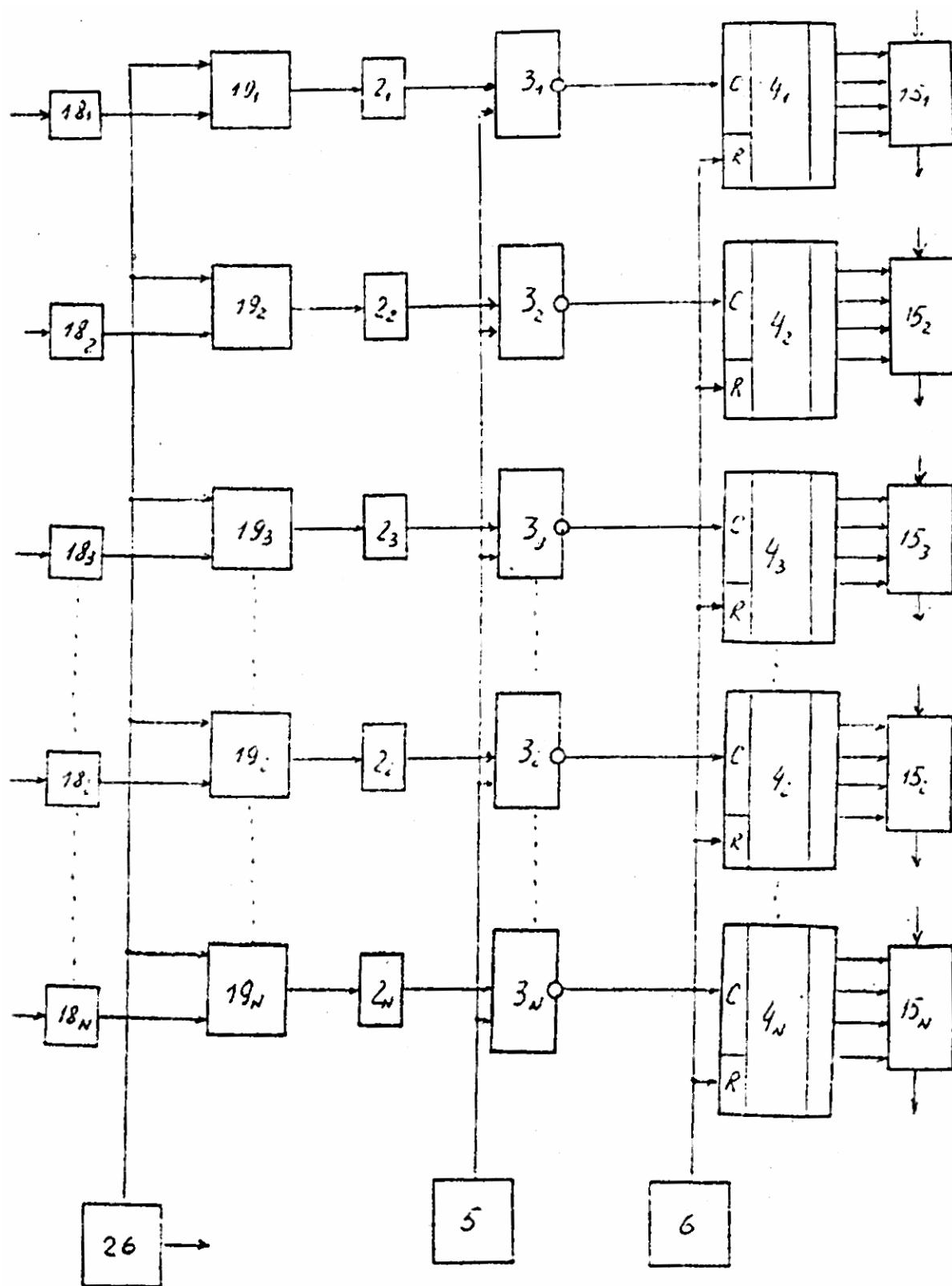
Фиг. 17

Фиг. 18

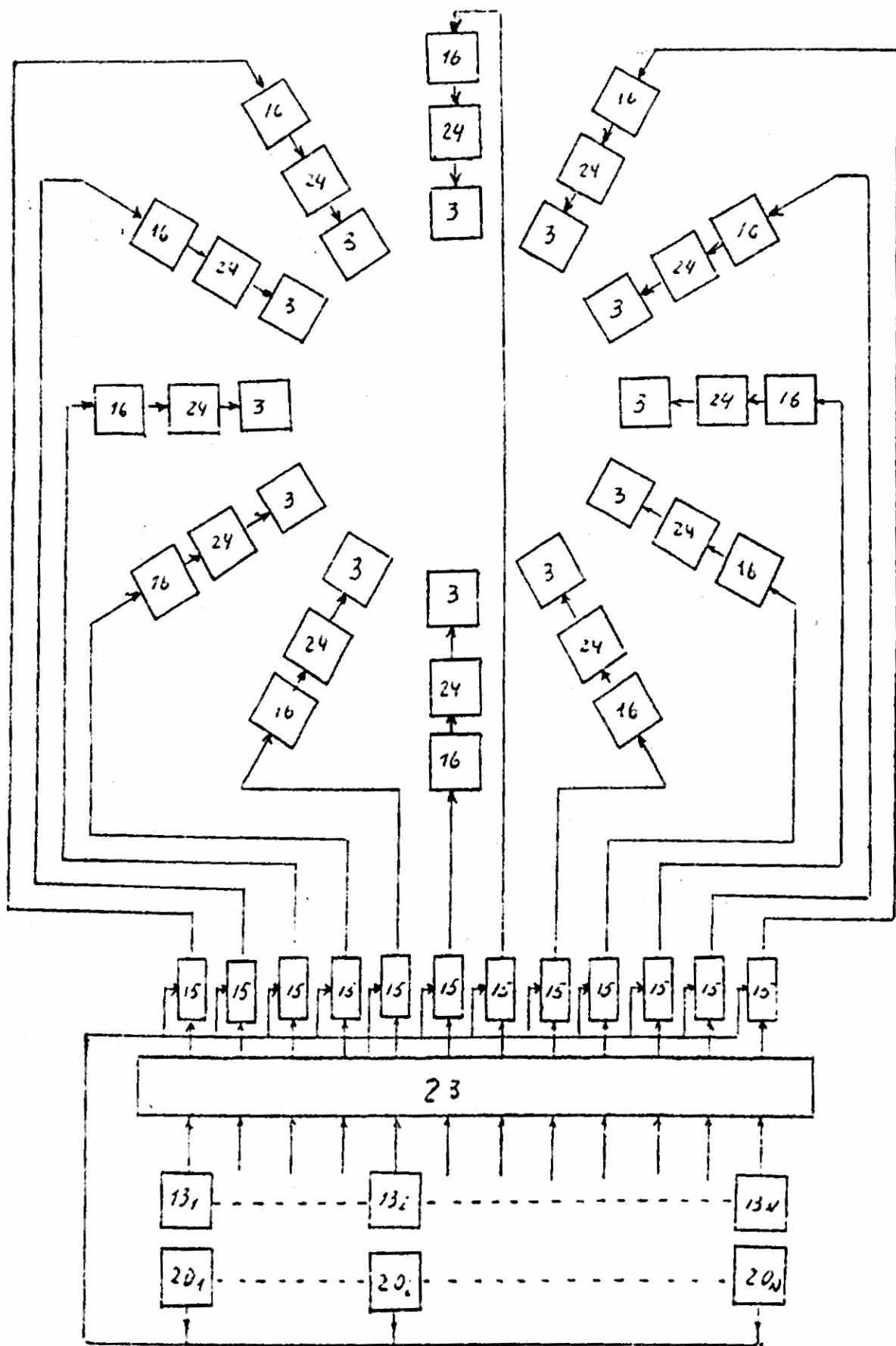


Фиг. 19а

Фиг. 19б

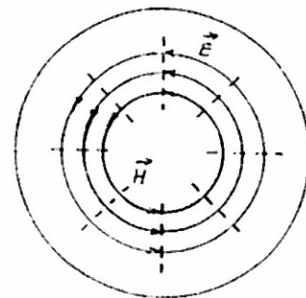
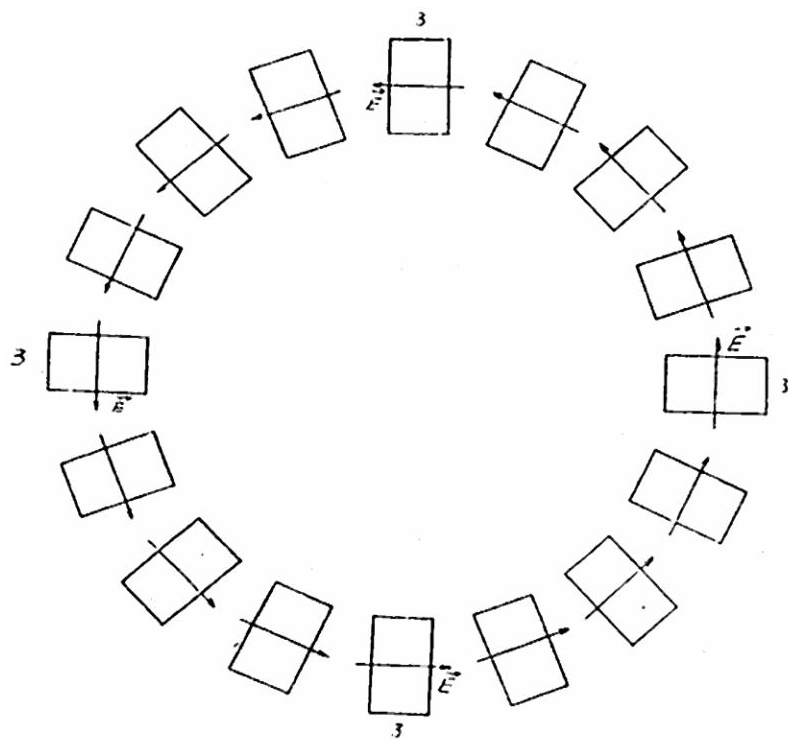


Фиг. 20



Фиг. 21





Фиг. 22