

Именная Ордена Ленина Краснознаменная  
Академия Советского С. М. Буденного

---

# СИНТЕЗАТОРЫ Ч А С Т О Т Ы

---

Москва — 1974

ИЗДАТЕЛЬСТВО

ВОЕННАЯ ОРДЕНА ЛЕНИНА КРАСНОЗНАМЕННАЯ АКАДЕМИЯ СВЯЗИ  
ИМЕНИ С. М. БУДЕННОГО

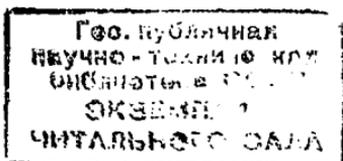
---

А. А. ПАИН

# СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

Ленинград — 1974

Д4  
27935



744-4190

Синтезаторы частоты. А. А. П а и н.— ВАС, 1974, стр. 117.

В пособии изложены основные методы синтеза частоты и принципы построения синтезаторов частоты.

Пособие состоит из шести глав, в которых рассмотрены основные параметры синтезаторов частоты, методы прямого синтеза, метод компенсации, синтезаторы с частотной и фазовой автоподстройкой частоты, цифровые синтезаторы.

Пособие рассчитано на слушателей академии и курсантов высших училищ связи. Оно может быть также использовано преподавателями высших училищ связи и офицерским составом войск связи.

Табл. 7. Рис. 68. Библиогр. 54 наименования.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Теория и техника синтеза частоты — новая бурно развивающаяся область. Синтезаторам частоты посвящен ряд монографий, большое количество статей в периодической печати, патентов, рекламных сообщений, проспектов фирм.

Задача пособия состоит в том, чтобы дать представление о состоянии вопроса и изложить основные методы, которые находят применение в синтезаторах частоты.

Примеры, которые даются по тексту книги, если не делается ссылки на конкретное устройство, являются гипотетическими, т. е. не относятся к каким-либо образцам, а только иллюстрируют возможности того или иного метода.

Считаю своим долгом выразить благодарность В. П. Васильеву, М. М. Зарецкому, Е. Е. Исакову, В. П. Коркошко и Л. Н. Сосновкину за ценные замечания, которые были учтены при подготовке рукописи к изданию.

*Автор*

## ВВЕДЕНИЕ

В последние годы раздел техники синтеза частоты выделился из радиотехники по существу в самостоятельную научную дисциплину.

Предметом изучения этой дисциплины являются синтезаторы частоты — устройства, которые позволяют получить одну из некоторого множества частот или несколько частот одновременно, при стабильности, определяемой опорным генератором.

Примером синтезаторов первого типа могут служить возбудители передатчиков. При перестройке возбудителя на выходе передатчика каждый раз получается одна из частот сетки в пределах заданного диапазона. Примером синтезаторов, в которых формируется одновременно ряд частот, является аппаратура многоканальной дальней связи с частотным уплотнением. В таких устройствах из колебания опорного генератора формируются колебания сразу нескольких частот, служащих в качестве поднесущих для преобразования спектров сигналов.

Методы синтеза частоты, которые первоначально назывались методами диапазонно-кварцевой стабилизации частоты, начали развиваться во 2-й половине тридцатых годов. В эти годы были созданы первые синтезаторы для передатчиков, работающих на средних и высоких частотах (см. приложение I).

Современные синтезаторы частоты работают в диапазонах частот от долей герц до десятков тысяч мегагерц и используются в многочисленных устройствах для самых различных целей.

К устройствам, в которых применяются синтезаторы, относятся:

1. Возбудители передатчиков и гетеродины приемников связанных радиостанций, работающих во всех диапазонах частот.

2. Возбудители передатчиков и гетеродины приемников радиорелейных станций прямой видимости и тропосферного рассеяния.

3. Возбудители и гетеродины систем спутниковой и космической связи.

4. Многоканальные системы дальней проводной связи.

5. Устройства ввода информации систем связи различного вида и назначения.

6. Измерительные и телеметрические устройства.

Быстрое развитие техники синтеза частоты связано с тем, что синтезаторы позволяют существенно улучшить параметры устройств, в которых они применяются.

В системах радио и радиорелейной связи синтезаторы частоты определяют или в значительной степени влияют на такие важные технические данные аппаратуры, как стабильность частоты, диапа-

зон частот, шаг сетки частот, скорость перестройки, допустимые виды работы, уровень побочных составляющих и шумов, разнос частот передачи и приема, помехоустойчивость, достоверность передачи информации и т. д.

О достижениях в области техники синтеза частоты можно судить по следующим данным, которые относятся к синтезаторам, рекламируемым в США и выпускаемым в виде самостоятельных устройств [33, 54] (см. таблицу).

Модель	Частота		Шаг сетки Гц	Относительная нестабильность	Скорость перестройки мс	Уровень побочных колебаний дБ	Уровень гармоник дБ	Виды модуляции
	$f_{\text{мин}}$ Гц	$f_{\text{макс}}$ МГц						
1161	0	0,1	$10^{-4} \div 10^2$	$2 \cdot 10^{-7}$	200	-80	-40	АМ, ФМ
5103A	0	1,0	0,1	$3 \cdot 10^{-9}$	20	-70	-35	ЧМ
FSD2	0	2	$10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-9}$	20	-100	-40	—
7010	0	11	1	$10^{-9}$	10	-70	-30	ФМ
FSD120	0	120	0,1	$3 \cdot 10^{-9}$	100	-80	-35	АМ, ФМ
5105A	$10^5$	500	0,1	$3 \cdot 10^{-9}$	20	-70	-40	ЧМ, ФМ
CMDV	$10^6$	500	—	$1 \cdot 10^{-9}$	20	-80	-20	АМ, ЧМ
FS2	0	2000	$10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-9}$	ручн настр.	-80	-40	—
300A	$10^9$	12 400	$10^4$	$1 \cdot 10^{-8}$	ручн. настр.	-65	-20	—
FSX3000	100	5000	$10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-9}$	ручн. настр.	-70	—	—
5105A	$10^5$	500	0,1	$1 \cdot 10^{-8}$	20 мкс	-70	-25	—
5100	$10^{-3}$	2	$10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-8}$	1,5 мкс	-50	-40	—

1. Относительная нестабильность частоты синтезаторов достигает  $10^{-7} \div 10^{-9}$  за сутки.

2. Шаг сетки частоты может составлять сотые доли герца даже в диапазоне тысяч мегагерц. Это означает, что имеется возможность практически плавной перестройки синтезаторов частоты.

3. Время перестройки в ряде синтезаторов снижено до единиц микросекунд. Многие системы позволяют автоматически дистанционно перестраивать синтезаторы на любую частоту в пределах диапазона.

4. Объем синтезаторов при применении интегральных схем удалось сократить до десятых долей кубических дециметров.

5. Синтезаторы частоты дают весьма чистые сигналы. Так, побочные составляющие на выходе синтезаторов имеют уровень  $-(60 \div 100)$  дБ от уровня основного колебания. (Заметим, что подавление побочного колебания  $-100$  дБ примерно соответствует отношению мощности лампочки карманного фонаря к мощности Братской ГЭС.)

6. Применение техники синтеза частоты в устройствах ввода информации открывает ряд принципиально новых возможностей. Например, можно без скачка фазы генерируемых колебаний перейти при любом ее значении от одной частоты к другой.

Вместе с тем синтезаторы частоты являются весьма сложными устройствами. Они могут содержать сотни каскадов, выполняющих различные функции. Часто стоимость и сложность синтезаторов превышает стоимость и сложность всего остального оборудования, в которых они применяются.

В литературе не опубликованы данные, позволяющие, например, сопоставить число каскадов в синтезаторах, передатчиках, приемниках, устройствах ввода информации, системах автоматики и т. п.

Однако, насколько можно судить по иностранным публикациям, для подвижных радио и радиорелейных станций число каскадов в синтезаторах вместе с устройствами ввода информации может составлять от 30 до 70% от общего количества каскадов во всей аппаратуре. При этом указанные значения имеют тенденцию к повышению, так как схемная сложность синтезаторов непрерывно увеличивается.

В технике синтеза частоты находят применение новейшие достижения радиоэлектроники: интегральные схемы, полупроводниковые приборы, атомные стандарты частоты, СВЧ элементы, параметрические системы — усилители, умножители, делители и т. д. Теория синтезаторов частоты использует методы автоматического регулирования, методы исследования линейных и нелинейных радиотехнических устройств, методы теории чисел.

Своим современным состоянием теория и техника синтеза частоты обязана труду многочисленных ученых и инженеров во многих странах. Большой вклад в эту область внесли советские ученые и инженеры. Здесь в первую очередь необходимо отметить работы В. С. Дулицкого, М. Р. Капанова, В. А. Левина, А. В. Бомаша.

Материал книги состоит из шести глав. В них излагаются прямые методы синтеза частоты, системы, использующие частотную автоподстройку частоты, метод компенсации, фазовую автоподстройку частоты, методы построения цифровых синтезаторов.

## ГЛАВА I

### КЛАССИФИКАЦИЯ СХЕМ И ПАРАМЕТРЫ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ

#### § 1.1. Классификация схем синтезаторов частоты

Синтезаторами частоты называются устройства, позволяющие получить из совокупности колебаний опорных генераторов колебание любой из заданных частот или одновременно группу колебаний заданных частот, причем частота любого выходного колебания определяется соотношением:

$$f_i = \sum_{l=1}^n N_{il} f_{ol}, \quad (1.1)$$

где  $f_i$  — частоты выходных колебаний;

$f_{ol}$  — частоты колебаний опорных генераторов;

$N_{il}$  — рациональные числа.

Число опорных (эталонных) генераторов в синтезаторах частоты обычно невелико и не превышает 10—15. В современных синтезаторах, как правило, используется один опорный генератор; для такого синтезатора частоты выходных колебаний могут быть записаны в виде

$$f_i = N_i f_0. \quad (1.1a)$$

Отсюда следует, что синтезаторы с одним опорным генератором дают когерентные колебания, т. е. любая выходная частота  $f_i$  и частота опорного генератора  $f_0$  связаны между собой рациональным отношением.

Упрощенные структурные схемы, поясняющие задачи, решаемые с помощью синтезаторов частоты, изображены на рис. 1.1а, б, где  $\Gamma_{o1}, \Gamma_{o2}, \dots, \Gamma_{on}$  — опорные высокостабильные генераторы, работающие на частотах  $f_{o1}, f_{o2}, \dots, f_{on}$ .

Схема рис. 1.1а позволяет получить на выходе колебание только одной из частот  $f_1, f_2, \dots, f_k$ , что соответствует в (1.1) значениям  $i = 1, 2, 3, \dots, k$ .

В схеме рис. 1.1б одновременно получается вся группа колебаний с частотами  $f_1, f_2, \dots, f_p$  ( $i = 1, 2, 3, \dots, p$ ).

В синтезаторах с одним опорным генератором в блоке опорных частот (БОЧ) обычно получают группу колебаний с частотами  $f_{o1}, f_{o2}, \dots, f_{on}$ , из которых в синтезаторе формируют выходные ко-

лебания с частотами  $f_1, f_2, \dots, f_k$  (рис. 1.2). Таким образом, блок опорных частот заменяет группу эталонных генераторов  $\Gamma_{01}, \Gamma_{02}, \dots, \Gamma_{0n}$  на рис. 1.1а.

Единой стандартной классификации синтезаторов пока не создано. Обычно в зависимости от структурной схемы синтезаторы частоты разделяют на два класса — схемы прямого или непосредственного синтеза и схемы косвенного синтеза, иногда называемые схемами анализа.

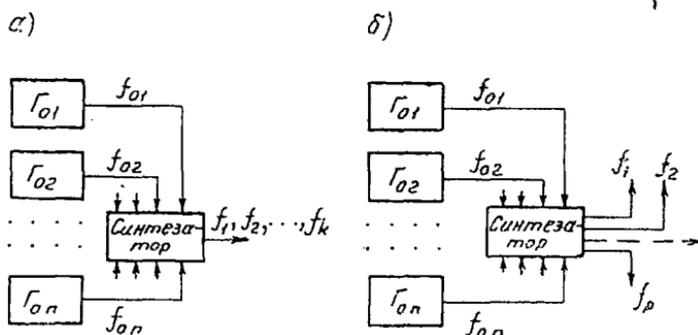


Рис. 1.1

В схемах непосредственного синтеза выходная частота образуется из ряда исходных частот путем алгебраических операций — суммирования, умножения и деления. Выделение колебаний требуемой частоты и ослабление побочных колебаний здесь достигается с помощью избирательных систем — фильтров перестраиваемых или переключаемых контуров. Для упрощения задачи фильтрации в таких схемах осуществляется рациональный выбор исходных комбинируемых частот и порядка их преобразования.

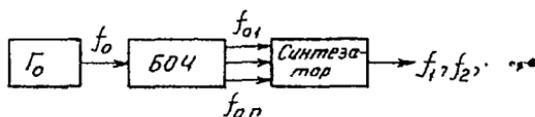


Рис. 1.2.

В схемах синтеза, работающих в диапазоне частот, полосы пропускания контуров обычно расширяются по мере продвижения от начала цепи синтеза к выходу.

Для схем анализа характерно наличие в них собственного источника колебаний — генератора, нестабильность частоты которого устраняется. С этой целью частота генератора с помощью системы приведения преобразуется к частоте некоторого эталона, сравнивается с ним, и полученная ошибка используется для устранения нестабильности генератора.

В схемах с автоподстройкой частоты этот генератор будет в дальнейшем именоваться подстраиваемым, а в схемах компенсации — вспомогательным.

Таким образом, схема анализа должна включать в себя систему приведения, эталон частоты и сравнивающее устройство.

Приведение частоты генератора к эталону может осуществляться или с помощью последовательных преобразований частоты (суммирования) с использованием колебаний, частоты которых определяются опорным генератором, или путем деления частоты.

В диапазоне частот для деления частоты широко применяются делители, работа которых основывается на счете импульсов. Поэтому синтезаторы, использующие в системе приведения счетчиковые делители, получили наименование цифровых.

В системах с автоподстройкой частоты в результате сравнения получается постоянное напряжение, которое и используется для устранения отклонения частоты генератора. Сравнение может осуществляться посредством частотного, фазового или импульсно-фазового детектора. Соответственно можно различать схемы с частотной и фазовой (импульсно-фазовой) автоподстройкой частоты.

Схема с частотным детектором относится к классу схем с пропорциональным регулированием, для которых подстраивающее действие пропорционально начальному отклонению частоты. При этом значения выходных частот могут быть записаны в виде

$$f_i = \sum_{l=1}^n N_{il} f_{0l} + \Delta f_i, \quad (1.2)$$

где  $\Delta f_i$  зависит от параметров схемы ЧАП, начальной расстройки, времени и т. д. Следовательно, условия (1.1), (1.1а) для схем с частотной автоподстройкой выполняются лишь приближенно. Поэтому устройства, в которых частоты выходных колебаний зависят от параметров системы ЧАП, могут быть отнесены к синтезаторам только условно.

В схемах с интегральным регулированием, к которым относится схема с фазовой автоподстройкой, подстраивающее действие определяется интегралом отклонения, т. е.

$$\int_{(t)} \Delta f dt = \Delta \varphi,$$

где  $\Delta f$  — разность сравниваемых частот.

В схемах с фазовым детектором регулирующее напряжение изменяется плавно. Такие схемы называются схемами непрерывного действия. В схемах с импульсно-фазовым детектором регулирующее напряжение изменяется скачками. Эти схемы называются схемами дискретного действия.

К схемам анализа относятся и так называемые компенсационные схемы. В них частота генератора путем преобразования частоты с колебаниями опорного генератора приводится к частоте узко-

полосного фильтра и нестабильность, равная разности приведенной частоты и частоты настройки фильтра, вычитается из частоты генератора путем второго преобразования частоты.

В тракте приведения синтезаторов, выполненных по схеме анализа, полосы фильтров обычно сужаются по мере приближения к сравниваемому устройству.

Каждый из перечисленных классов схем обладает своими достоинствами и недостатками. Например, схемы непосредственно синтеза могут обеспечить большую скорость перестройки, но в них при заданных параметрах фильтрующих цепей значительно труднее, чем в схемах анализа, получить сигнал с высокой спектральной чистотой.

Наоборот, схемы анализа не позволяют осуществлять быструю смену частот, но уровень колебаний на их выходе значительно ниже, чем в схемах прямого синтеза.

Достоинством цифровых синтезаторов является возможность широкого применения интегральных схем со всеми вытекающими отсюда преимуществами — малыми габаритами, высокой надежностью и т. д. Поэтому в отдельных устройствах применяются комбинированные схемы, сочетающие в себе элементы методов анализа и синтеза.

## § 1.2. Параметры синтезаторов частоты

К основным параметрам и характеристикам синтезаторов частоты можно отнести:

1. Диапазон и шаг сетки рабочих частот.
2. Стабильность частоты.
3. Уровень побочных составляющих и шумов на выходе.
4. Скорость и метод установки частоты: по шкалам, по таблицам, с помощью переключателей; возможность дистанционной установки частоты, количество органов перестройки.
5. Источники питания и потребляемую мощность, мощность на выходе.
6. Сложность схемы и конструкции. Сюда относится количество деталей, число контуров, в особенности перестраиваемых, количество прецизионных элементов, возможность применения полупроводниковых приборов, интегральных схем.
7. Эксплуатационные показатели: надежность, сохранение заданных параметров в течение определяемого срока эксплуатации, возможность восстановления параметров при текущей регулировке, ремонтпригодность, сохранение работоспособности в заданных климатических условиях.
8. Вес и габариты.
9. Стоимость.

Иногда в числе параметров синтезаторов указывают виды работ, которые с ними обеспечиваются, например работа на одной

боковой полосе, частотная манипуляция, относительная фазовая манипуляция, частотная модуляция и т. д.

Если информация вводится в синтезаторе, то при любой структурной схеме условия (1.1) и (1.1a) точно не выполняются, т. е. выходное колебание не будет монохроматическим. Для синтезаторов с одним опорным генератором, кроме того, не выполняется условие когерентности, так как частота составляющих выходного сигнала, несущего информацию, в общем случае не находится в рациональном отношении с частотой опорного генератора. Это означает, что формально устройства ввода информации не должны включаться в состав синтезатора. Однако, например, в синтезаторах, выполненных по компенсационной схеме, тракт, где вводится информация, обычно является продолжением тракта приведения и неотделим от структурной схемы синтезатора. Поэтому в дальнейшем в ряде структурных схем с учетом сделанной оговорки устройства ввода информации будут рассматриваться как часть синтезатора. Выполнение условия когерентности в таких устройствах будет подразумеваться только для номинального значения выходной частоты.

Значимость того или иного параметра определяется назначением синтезатора. Например, для лабораторных синтезаторов габариты, вес и мощность, потребляемая от источников питания, имеют меньшее значение, чем для синтезаторов носимых станций; для синтезаторов многоканальных радиорелейных станций с частотной модуляцией допустима значительно большая нестабильность частоты, чем для синтезаторов радиостанций с частотной манипуляцией, и т. д.

Рассмотрим некоторые из перечисленных параметров более детально.

### § 1.3. Диапазон и шаг сетки рабочих частот

Диапазон и шаг сетки рабочих частот синтезатора зависят от его назначения.

Синтезаторы, используемые в многоканальной аппаратуре уплотнения, должны выдавать одновременно группу рабочих частот и перестройке в процессе эксплуатации не подлежат. Например, в 12-канальной аппаратуре с частотным уплотнением от синтезатора одновременно получается 12 напряжений с частотами от 64 до 108 кГц с шагом 4 кГц, которые являются частотами поднесущих для преобразования спектров отдельных каналов. Здесь шаг сетки определяется полосой частот, отводимой на каждый телефонный канал. В радио, радиорелейных станциях прямой видимости и тропосферного рассеяния, где синтезаторы могут использоваться в качестве возбудителей передатчиков и гетеродинов приемников, они должны перестариваться, с тем чтобы обеспечить работу на любой из частот сетки.

Если при передаче ввод информации предусматривается непосредственно в синтезаторе, используемом в качестве возбудителя, то диапазон синтезатора может совпадать с диапазоном передатчика. К таким видам работы могут быть отнесены амплитудная манипуляция, частотная манипуляция, фазовая манипуляция.

Значительно чаще информация вводится в отдельном блоке и затем переносится в область рабочих частот путем преобразования частоты (рис. 1.3). В блоке ввода информации (БВИ) можно формировать любые сигналы — на одной боковой, частотно-модулированные и т. п.

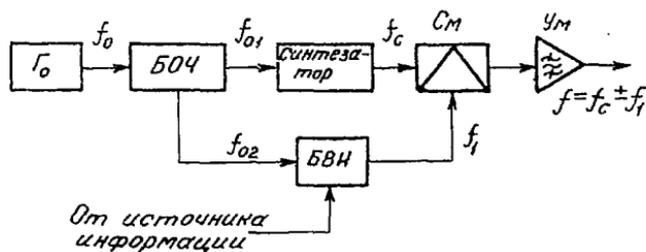


Рис. 1.3.

Частоты на выходе БВИ  $f_1$  и на выходе синтезатора  $f_c$  должны быть выбраны так, чтобы можно было после смесителя отфильтровать нужную боковую, например верхнюю  $f_c + f_1$ , и подавить нижнюю  $f_c - f_1$  и несущую  $f_c$ .

При использовании синтезатора в качестве 1-го гетеродина приемника его частота должна быть смещена относительно диапазона рабочих частот на величину 1-й промежуточной частоты.

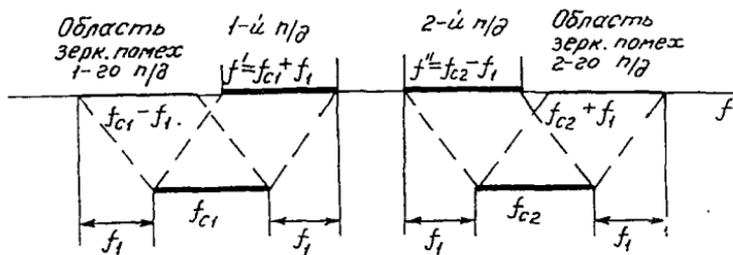


Рис. 1.4.

Иногда в радиорелейных станциях прямой видимости и тропосферных радиорелейных станциях для уменьшения помех приему от своего передатчика диапазон частот целесообразно разбить на два поддиапазона, оставив между ними защитный интервал [18].

В таком случае, если выбрать частоту ввода информации  $f_1$  равной 1-й промежуточной частоте приемника  $f_{пч1}$ , т. е. положить  $f_1 = f_{пч1}$ , и на 1-м поддиапазоне иметь нижнюю настройку гетеродина, а на 2-м верхнюю (рис. 1.4), то это позволит иметь универ-

сальный синтезатор, который может быть использован как возбудитель передатчика или 1-й гетеродин приемника, а также исключить помехи по зеркальному каналу от своего передатчика.

При приеме на 1-м поддиапазоне синтезатор будет работать на частоте  $f_{c1}$  и 1-я промежуточная частота определится как

$$f_{пч1} = f' - f_{c1} = f_1. \quad (1.3)$$

Если же на 1-м поддиапазоне ведется передача, то частота передатчика

$$f' = f_{c1} + f_1, \quad (1.4)$$

где  $f_1$  — частота ввода информации.

На 2-м поддиапазоне 1-я промежуточная частота и частота передатчика находится по формулам:

$$f_{пч1} = f_{c2} - f''; \quad (1.5)$$

$$f'' = f_{c2} - f_1.$$

Передача и прием должны всегда вестись в разных поддиапазонах. Области зеркальных помех для приемника, как известно, отличаются от частот сигнала на  $2f_{пч1} = 2f_1$ . Как видно из рис. 1.4, области зеркальных помех при таком выборе частот первых гетеродинов никогда не совпадают с частотами своих передатчиков.

Если умножение частоты после синтезаторов не производится, то шаг сетки синтезатора определяет шаг сетки передатчика или приемника. Для определения шага сетки в радио, радиорелейных и тропосферных станциях необходимо знать реальную избирательность приемного устройства.

Реальная избирательность определяет минимальную расстройку, при которой еще возможен прием сигналов при заданной мощности помехи. Для снятия кривой реальной избирательности на вход приемника подаются напряжения от двух генераторов, один из которых является источником полезного сигнала  $P_c$ , другой — помехи  $P_{п}$ . Первый генератор настраивается на частоту приемника, и устанавливается такая величина  $P_{c0}$ , чтобы отношение сигнал/шум на выходе приемника соответствовало заданным нормам. Затем от второго генератора подается помеха. Ее величина постепенно увеличивается, пока отношение сигнал/шум на выходе приемника не уменьшится ниже допустимой величины.

Например, без помехи отношение сигнал/шум на выходе телефонного канала  $(P_c/P_{ш})_{\text{вых}} = 45$  дБ; при действии помехи  $(P_c/P_{ш})_{\text{вых}} = 32$  дБ.

При построении характеристики по оси ординат откладывается отношение  $P_{п}/P_{c0}$  в децибелах, а по оси абсцисс — расстройка по

мехи по отношению к сигналу (рис. 1.5а). Характеристика реальной избирательности существенно зависит от вида работы и вида помехи.

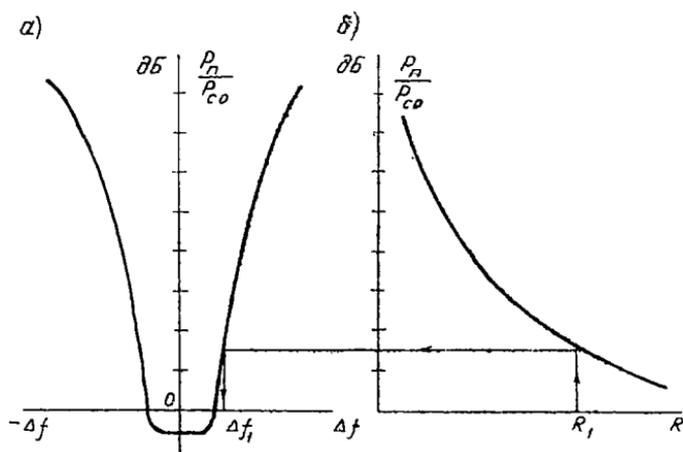


Рис. 1.5.

Теперь положим, что в пунктах *A* и *B* расположены две станции (рис. 1.6) и расстояние между ними равно  $R_1$ . Передатчик первой станции работает на частоте  $f_1$  с корреспондентом, который находится в направлении *AC*. Приемник второй станции принимает сигнал на частоте  $f_2$  от своего корреспондента с направления *DB*.

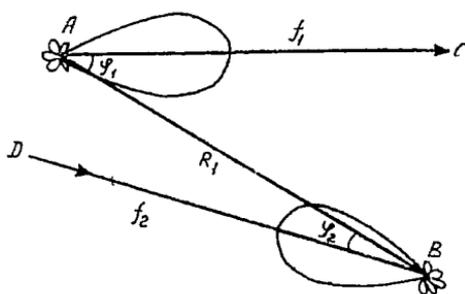


Рис. 1.6.

Пусть разность частот  $|f_1 - f_2| = \Delta f_{\text{ш}}$ , где  $\Delta f_{\text{ш}}$  — шаг сетки, т. е. работа происходит на соседних частотах. Тогда, зная допустимое расстояние  $R_1$ , можно рассчитать мощность помехи  $P_n$  на входе приемника:

$$P_n = \frac{P_{\text{пер}} G_1(\varphi_1) G_2(\varphi_2) \tau_{11} \eta_2}{R_1^2} \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 V_p^2, \quad (1.6)$$

где  $P_{\text{пер}}$ —мощность передатчика;  
 $G_1(\varphi_1)$ ,  $G_2(\varphi_2)$ —коэффициенты усиления приемной и передающей антенн;

$\eta_1$ ,  $\eta_2$ —кпд фидеров;

$\lambda$ —длина волны;

$V_p^2$ —множитель, учитывающий потери на трассе.

Взяв отношение  $P_n/P_{c0}$  по характеристике реальной избирательности, определим минимально допустимый разнос  $\Delta f_1$ . Шаг сетки  $\Delta f_{\text{ш}}$  находится из формулы

$$\Delta f_{\text{ш}} = \Delta f_1 + \Delta f_2,$$

где слагаемое  $\Delta f_2$  учитывает нестабильность частоты передатчика и настройки приемника.

Если построить график зависимости  $P_n/P_{c0} = \varphi(R)$  (см. рис. 1.5б), то, сопоставляя его с графиком реальной избирательности (рис. 1.5а), можно определить необходимый разнос частот для разных расстояний  $R$ . Эти данные весьма полезны для правильного назначения частот и исключения помех между собственными средствами связи.

В тех случаях, когда предусматривается несколько видов работы, например частотная манипуляция при различных сдвигах или работа с аппаратурой уплотнения при различном числе каналов, шаг сетки целесообразно выбирать для режима, при котором спектр сигнала занимает минимальную полосу частот. Для других режимов шаг сетки устанавливается кратным минимальному шагу.

#### § 1.4. Стабильность частоты синтезаторов

Сигнал на выходе любого генератора, в том числе и синтезатора частоты, может быть записан в виде [12, 14]:

$$u(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t)], \quad (1.7)$$

где  $u(t)$ —функция, определяющая напряжение или ток;

$A(t)$ —переменная амплитуда сигнала;

$\omega_0$ —постоянная величина;

$A(t)$ ,  $\Phi(t)$ —медленно изменяющиеся функции времени.

Функция  $A(t)$  не вносит изменений в частоту колебаний. Исключением могут быть только случаи, когда амплитудная модуляция переходит в фазовую (частотную), например в резонансных усилителях и в умножителях частоты при неточной настройке контура.

Выберем начало отсчета и постоянную величину  $\omega_0$  так, чтобы средняя величина  $\Phi(t)$  была равна нулю, т. е.

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\Phi\left(\frac{T}{2}\right) - \Phi\left(-\frac{T}{2}\right)}{T} = 0. \quad (1.8)$$

Мгновенная угловая частота колебаний определится как производная от фазового угла по времени:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} [\omega_0 t + \Phi(t)] = \omega_0 + \dot{\Phi}(t), \quad (1.9)$$

где  $\dot{\Phi}(t) = \frac{d\Phi}{dt}$ .

Средняя частота

$$\langle \omega(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \omega(t) dt = \omega_0 + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\Phi\left(\frac{T}{2}\right) - \Phi\left(-\frac{T}{2}\right)}{T}, \quad (1.10)$$

где  $\langle \omega(t) \rangle$  — временное среднее за бесконечный интервал времени.

Из (1.7) и (1.9) видно, что  $\Phi(t)$  представляет собой мгновенное значение фазового сдвига синтезатора (генератора) по отношению к фазе идеального генератора частоты  $\omega_0$ , а  $\dot{\Phi}(t)$  есть отклонение от частоты  $\omega_0$ .

В свою очередь, отклонение частоты  $\omega_0$ , от номинала или эталона  $\omega_{\text{эт}}$ , т. е.  $\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{эт}} - \omega_0$  или  $\Delta f = f_{\text{эт}} - f_0$ , может рассматриваться как характеристика долговременной стабильности частоты.

Для синтезаторов с одним опорным генератором выходная частота определится соотношением (1.1a) и отклонение выходной частоты от номинала (эталона) будет

$$\Delta f_k = N_k \Delta f_0,$$

где  $\Delta f_0 = f_{\text{эт}} - f_0$  — долговременное отклонение частоты опорного генератора от эталона.

Нормированное или относительное отклонение любой выходной частоты синтезатора, удовлетворяющего условию когерентности, равно

$$\delta = \frac{\Delta f_k}{f_k} = \frac{\Delta f_0}{f_0}, \quad (1.11)$$

т. е. совпадает с относительным отклонением частоты опорного генератора. Например, если относительная нестабильность опорного генератора  $\delta = \frac{\Delta f_0}{f_0} = 2 \cdot 10^{-6}$  и необходимо найти отклонение частоты на выходе синтезатора при  $f_k = 150$  МГц, то из (1.11) сразу получаем

$$\Delta f_k = \delta f_k = 2 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^6 = 300 \text{ Гц.}$$

Кратковременная стабильность фазы и частоты синтезатора определяется  $\dot{\Phi}(t)$  и  $\ddot{\Phi}(t)$ . Практически эти величины измеряют

в течение конечного интервала времени. Тогда отклонение частоты, усредненное по интервалу времени  $\tau$ , будет

$$\langle \dot{\Phi} \rangle_{t, \tau} = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} \dot{\Phi}(t') dt' = \frac{\Phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) - \Phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right)}{\tau}, \quad (1.12)$$

где символ  $\langle \rangle_{t, \tau}$  означает усреднение по интервалу времени  $\tau$ . Отсюда накопление фазы за время  $\tau$ :

$$\Delta_{\tau} \Phi(t) = \Phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) - \Phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right) = \tau \cdot \langle \dot{\Phi} \rangle_{t, \tau}. \quad (1.13)$$

Аналогично можно определить среднее значение фазы на конечном интервале:

$$\langle \Phi \rangle_{t, \tau} = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} \Phi(t') dt'. \quad (1.14)$$

Здесь  $\Phi(t)$ , а следовательно,  $\dot{\Phi}(t)$  и  $\langle \Phi \rangle_{t, \tau}$  являются случайными функциями. Поэтому кратковременные стабильности могут быть выражены через характеристики, специфичные для случайных функций. В качестве таких характеристик выбираются: стандартное отклонение  $\sigma$  (или дисперсия  $\sigma^2$ ), автокорреляционные функции и спектральные плотности.

Дисперсия определяется следующим образом:

$$\sigma^2 [X] = \overline{(X - \bar{X})^2} = \bar{X}^2 - (\bar{X})^2, \quad (1.15)$$

где черта означает временное или статистическое среднее.

В соответствии с (1.15) дисперсия частоты при усреднении за время  $\tau$  будет иметь значение:

$$\sigma^2 [\langle \dot{\Phi} \rangle_{t, \tau}] = \overline{\langle \dot{\Phi} \rangle_{t, \tau}^2} - [\overline{\langle \dot{\Phi} \rangle_{t, \tau}}]^2 = \overline{\langle \dot{\Phi} \rangle_{t, \tau}^2}, \quad (1.16)$$

так как, по определению,

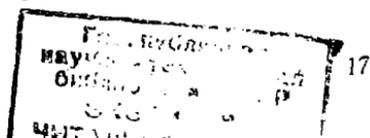
$$\overline{\langle \dot{\Phi} \rangle_{t, \tau}} = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} \overline{\dot{\Phi}(t')} dt' = 0.$$

Для выбора спектральной плотности вернемся к выражению (1.7):

$$u(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \Phi(t)]. \quad (1.17)$$

При описании свойств этого сигнала интерес могут представить четыре спектра:

1. Полный или радиочастотный спектр сигнала, включающий несущую и все боковые.



2. Спектральная плотность огибающей  $A(t)$ , которая может быть найдена путем детектирования напряжения посредством идеального амплитудного детектора и измерения спектра сигнала на его выходе.

3. Спектральная плотность фазы  $S_\phi(\omega)$ , которая может быть получена; если пропустить сигнал через идеальный фазовый детектор и затем измерить спектр сигнала на его выходе.

4. Спектральная плотность частоты  $S_{\dot{\phi}}(\omega)$ , которая может быть определена на основе анализа спектра  $\dot{\Phi}(\omega)$ , наблюдаемого на выходе частотного детектора.

Спектральная плотность фазы — это средний квадрат индекса модуляции (т. е. квадрат изменения фазы колебаний) под воздействием шумов, отнесенный к полосе 1 Гц.

Спектральная плотность частоты — это квадрат среднего отклонения частоты колебаний под воздействием шумов в полосе 1 Гц. Спектральные плотности частоты и фазы связаны соотношением  $S_\phi(\omega) = \omega^2 S_{\dot{\phi}}(\omega)$ .

Для высокостабильных генераторов и синтезаторов радиочастотный спектр состоит из несущей и боковых, которые располагаются непосредственно вблизи несущей. Во всех остальных участках спектра амплитуда боковых весьма мала, их измерение осуществить очень трудно.

Поэтому для синтезаторов наиболее подходящими характеристиками являются спектральные плотности фазы  $S_\phi(\omega)$  и частоты  $S_{\dot{\phi}}(\omega)$ . Спектральная плотность связана в свою очередь с автокорреляционной функцией. Спектральная плотность случайного сигнала определяется как преобразование Фурье автокорреляционной функции этого сигнала.

Для спектральной плотности фазы  $S_\phi(\omega)$  можно записать:

$$S_\phi(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_\phi(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = 2 \int_0^{\infty} R_\phi(\tau) \cos \omega\tau d\tau, \quad (1.18)$$

где  $R_\phi(\tau)$  — автокорреляционная функция фазы.

Автокорреляционная функция определяется как

$$\begin{aligned} R_\phi(\tau) &= \overline{\Phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \Phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right)} = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \Phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \Phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt. \end{aligned} \quad (1.19)$$

В приведенных выражениях спектральная плотность и автокорреляционная функция фазы имеют размерность рад<sup>2</sup>/Гц.

Аналогичные соотношения могут быть записаны для автокорреляционной функции частоты

$$\begin{aligned} R_{\dot{\Phi}}(\tau) &= \overline{\dot{\Phi}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \dot{\Phi}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)} = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \dot{\Phi}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \dot{\Phi}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) dt. \end{aligned} \quad (1.20)$$

Автокорреляционная функция является преобразованием Фурье от спектральной плотности. Например, для автокорреляционной функции фазы

$$R_{\Phi}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\Phi}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{\Phi}(\omega) \cos \omega\tau d\omega. \quad (1.21)$$

Подобные выражения могут быть записаны и для спектральной плотности частоты и автокорреляционной плотности частоты. Для характеристики кратковременной стабильности возможно использовать и другие функции (дисперсия средней фазы, дисперсия частоты и т. д.), но все они выражаются через спектральные плотности или автокорреляционные функции фазы и частоты.

Например, шумы СВЧ синтезатора можно выразить через действующее напряжение, измеренное на выходе частотного детектора с помощью прибора с полосой пропускания  $2\Delta f$ . Результаты таких измерений позволяют построить график зависимости среднеквадратичной девиации частоты  $\overline{\Delta f_{\text{эф}}}$  (в полосе  $2\Delta f$ ) от средней частоты настройки прибора  $f_0$ . Если характеристика фильтра прибора имеет крутые скаты и с изменением  $S_{\Phi}(\omega)$  в пределах полосы  $2\Delta f$  можно не считаться, то справедливо соотношение [14]:

$$(\overline{\Delta f_{\text{эф}}})^2 \cong 4\Delta f S_{\Phi}(\omega). \quad (1.22)$$

В отличие от долговременной стабильности частоты, которая для когерентных синтезаторов определяется опорным генератором, кратковременная стабильность существенно зависит от выбора структурной схемы и параметров ее отдельных элементов.

### § 1.5. Кратковременная стабильность частоты генераторов

Кратковременная стабильность частоты синтезаторов существенно зависит от используемых генераторов. Генераторы в синтезаторах применяются в качестве опорных, подстраиваемых или вспомогательных.

Кратковременная стабильность частоты генераторов, а следовательно и синтезаторов, может выступать в качестве ограничивающего фактора, определяя, например, максимально реализуемое соотношение сигнал/шум. Примером таких систем являются радиорелейные станции прямой видимости с частотной модуляцией.

В радиорелейных станциях с частотной модуляцией кратковременная нестабильность частоты генераторов (синтезаторов) приводит к возникновению шумов, постоянно присутствующих в телефонных каналах.

Оценим требования к кратковременной стабильности частоты генераторов (синтезаторов), если они предназначаются для использования в РРЛ с ЧМ в качестве возбудителей-гетеродинов [37]. Будем исходить из требований МККР, согласно которым на гипотетической линии протяженностью 2500 км в телефонном канале в точке с нулевым измерительным уровнем допустима психофотметрическая мощность шумов  $P_{\text{шп}} = 7500$  пВт. Эта линия делится на 9 секций; на концах секций предусматриваются модуляторы и демодуляторы, т. е. ретрансляция осуществляется с применением аппаратуры уплотнения. Каждая секция включает в себя 5 интервалов, на которых ретрансляция производится без демодуляции сигналов.

С учетом некоторого запаса примем, что на линии допустима психофотметрическая мощность шума 5400 пВт, что соответствует 600 пВт на секцию.

На пятиинтервальной секции в одном направлении будут использоваться 10 возбудителей-гетеродинов (синтезаторов). Положим, что на их долю приходится  $\frac{1}{10}$  психофотметрической мощности шума, т. е. 60 пВт. Так как

$$P_{\text{шп}} = k_n^2 P_{\text{ш}}, \quad (1.23)$$

где  $k_n$  — психофотметрический коэффициент,  $P_{\text{ш}}$  — мощность шумов, то мощность шумов, вносимая всеми синтезаторами секции, будет

$$P_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{шп}}}{k_n^2} = \frac{60}{0,56} \cong 107 \text{ пВт}$$

и одним синтезатором  $P_{\text{ш1}} = 10,7$  пВт, что составляет  $-79,7$  дБ по отношению к милливатту.

При ширине телефонного канала  $\Delta F_{\text{к}} = 3100$  Гц на 1 Гц полосы допустимая мощность шумов  $P_{\text{ш0}}$  будет

$$P_{\text{ш0}} = \frac{P_{\text{ш1}}}{\Delta F_{\text{к}}} = \frac{107}{3100} \cong 3,55 \cdot 10^{-3} \text{ пВт/Гц.}$$

Если девиация частоты на канал  $\Delta f_m = 200$  кГц ( $\Delta f_{\text{эф}} = 140$  кГц), то, учитывая пропорциональность мощности квадрату девиации частоты, имеем:

$$\frac{P_c}{P_{\text{ш0}}} = \frac{\Delta f_{\text{эф}}^2}{\Delta f_{\text{ш0}}^2} \quad \text{или} \quad \Delta f_{\text{ш0}} = \Delta f_{\text{эф}} \sqrt{\frac{P_{\text{ш0}}}{P_c}}, \quad (1.24)$$

где  $\Delta f_{\text{ш0}}$  — девиация сигнала, которая создает в полосе 1 Гц телефонного канала мощность шумов  $P_{\text{ш0}}$ .

Подставляя в (1.24) цифровые величины, находим:

$$\Delta f_{ш0} = 140 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{3,55 \cdot 10^{-3}}{10^9}} \cong 0,26 \text{ Гц}$$

и

$$20 \lg \frac{\Delta f_{ш0}}{\Delta f_{эф}} = 10 \lg \frac{P_{ш0}}{P_c} = 10 \lg \frac{3,55 \cdot 10^{-3}}{10^9} = -114 \text{ дБ.}$$

Из изложенного очевидно, что требования по кратковременной стабильности частоты синтезаторов должны быть тщательно обоснованы и кратковременная стабильность должна периодически контролироваться.

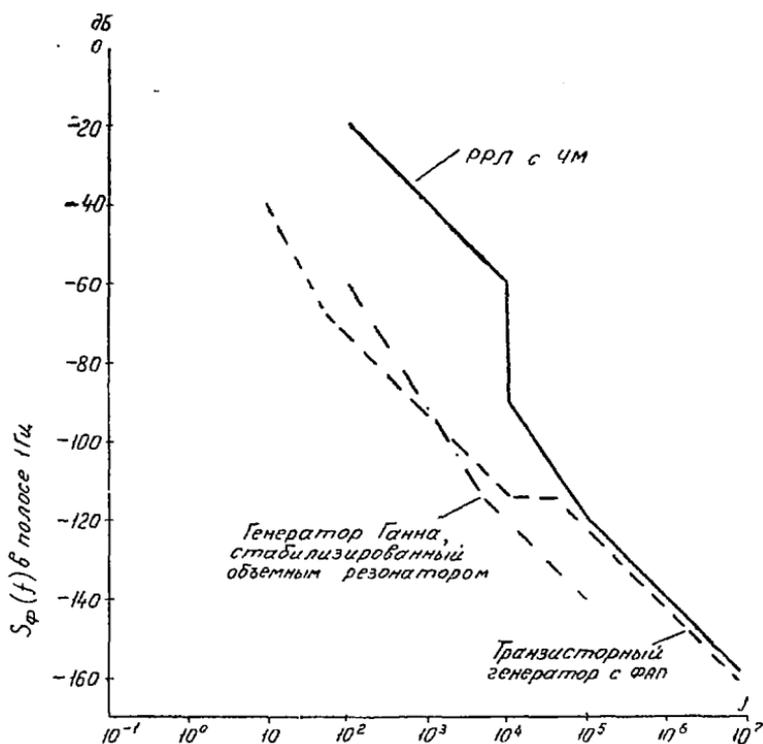


Рис. 1.7.

График, характеризующий требования по кратковременной стабильности частоты синтезаторов РРЛ с ЧМ в соответствии с рекомендациями МККР, показан на рис. 1.7. На этом же рисунке даны графики реализуемой кратковременной стабильности транзисторного генератора, работающего в кольце фазовой автоподстройки частоты, и генератора Ганна, стабилизированного объемным резонатором. По оси ординат отложена спектральная плотность фазы

$S_{\Phi}(f)$  (дБ), а по оси абсцисс — расстройка по отношению к несущей.

Спектральная плотность фазы генератора  $S_{\Phi}(f)$  может быть представлена формулой [37]:

$$S_{\Phi}(f) = \frac{N^2 n_w k T}{P_r} [f_{\alpha} f_j f^{-3} + f_j f^{-2} + f_{\alpha} f^{-1} + 1], \quad (1.25)$$

где  $N$  — коэффициент умножения частоты;

$n_w$  — коэффициент шума генератора;

$P_r$  — мощность генератора;

$f_0$  — частота генератора;

$f_j = \frac{f_0}{2Q}$  — полоса пропускания цепи обратной связи;

$Q$  — качество контура генератора;

$f_{\alpha}$  — частота модуляции, при которой величина фликкер-шума равна белому шуму;

$f$  — частота модуляции (расстройка по отношению к несущей).

Фликкер-шумы — это шумы, у которых спектральная плотность мощности изменяется обратно пропорционально частоте. Экспериментально они наблюдаются во многих устройствах, в том числе и в транзисторных генераторах, стабилизированных кварцем.

Первое слагаемое в (1.25) (—9 дБ на октаву) обусловлено изменениями частоты генератора за счет фликкер-шума; второе (—6 дБ на октаву) — изменениями частоты генератора за счет белого шума; третье и четвертое слагаемое (—3 дБ на октаву и 0 дБ на октаву) определяются изменениями фазы генератора за счет фликкер-шума и белого шума.

Спектральная плотность нормированных флюктуаций частоты

$$S_y(f) = \frac{S_{\Phi}(f)}{N^2 \omega_0^2} = \left( \frac{f}{N f_0} \right)^2 S_{\Phi}(f) \quad (1.26)$$

может быть найдена из формулы

$$S_y(f) = \frac{n_w k T}{P_r f_0^2} [f_{\alpha} f_j f^{-1} + f_j^2 + f_{\alpha} f + f^2]. \quad (1.27)$$

Эффективная (среднеквадратичная) девиация частоты генератора в результате шумов составляет

$$\Delta f_{\Phi} = N f_0 \sqrt{S_y(f)}. \quad (1.28)$$

Номограмма, связывающая модулирующую частоту (отклонение от несущей  $f$ ), спектральную плотность  $S_{\Phi}$  и эффективную девиацию частоты  $\Delta f_{\Phi}$ , приведена на рис. 1.8.

Коэффициенты, входящие в формулы (1.25) и (1.27), зависят от типа генератора. Значения коэффициентов для различных генераторов приведены в таблице 1.1. В последней колонке таблицы

указаны коэффициенты умножения  $N$ , необходимые для перехода от основной частоты генератора к частоте 10 ГГц.

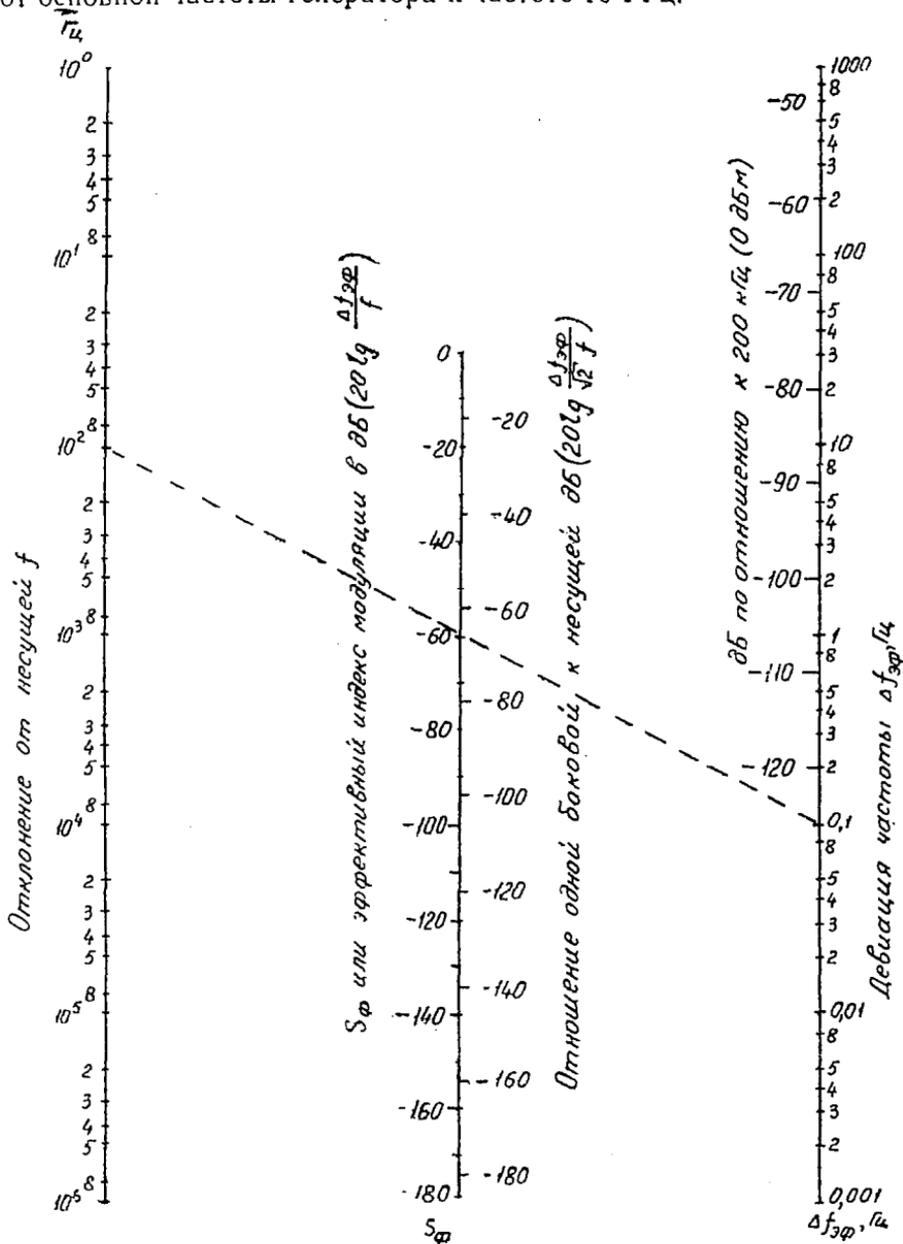


Рис. 1.8.

Графики спектральной плотности  $S_{\phi}(f)$  от частоты, рассчитанные по формуле (1.25), изображены на рис. 1.9. Там же для

отдельных генераторов нанесены экспериментальные значения, которые, как видно из рисунка, хорошо согласуются с расчетами.

Фактически  $S_{\phi}(f)$  всегда видоизменена последующей фильтрацией и флюктуационными шумами, вносимыми последующими каскадами — усилителями, умножителями, делителями, системой фазовой автоподстройки частоты.

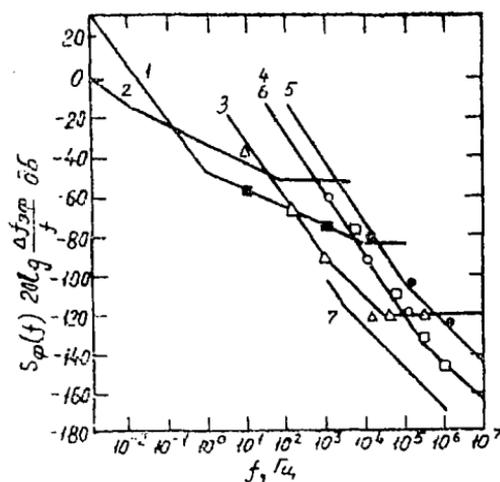


Рис. 1.9.

Таблица 1.1

№ кривой	Тип генератора	Обозначение на рис. 1.9	$f_a$	$f_f = \frac{f_0}{2Q}$	$\frac{n_{ш}kT}{P_r}$ дБ	Коэффициент умножения $N$ для перехода к частоте 10 ГГц
1	Эталонный кварцевый генератор на частоту 5 МГц	■	$10^4$	$10^3$	-150	2000 (66 дБ)
2	H-мазер		$10^2$	$10^{-2}$	-70	7 (16 дБ)
3	ОВЧ кварцевый генератор (30—300 МГц)	△	$10^8$	$2 \cdot 10^4$	-160	100 (40 дБ)
4	УВЧ генератор с объемным резонатором (300—3000 МГц)	□	$3 \cdot 10^5$	$10^7$	-185	10 (20 дБ)
5	УВЧ генератор	●	$10^5$	$3 \cdot 10^7$	-175	10 (20 дБ)
6	Генератор Ганна	○	$3 \cdot 10^5$	$10^7$	-165	1 (0 дБ)
7	Двухрезонаторный клистронный генератор		$3 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^6$	-175	1 (0 дБ)

В качестве примера на рис. 1.10 приведена зависимость спектральной плотности фазы на выходе синтезатора типа 6160А на частоте 160 МГц [48]. Этот синтезатор работает в диапазоне частот 1—500 МГц.

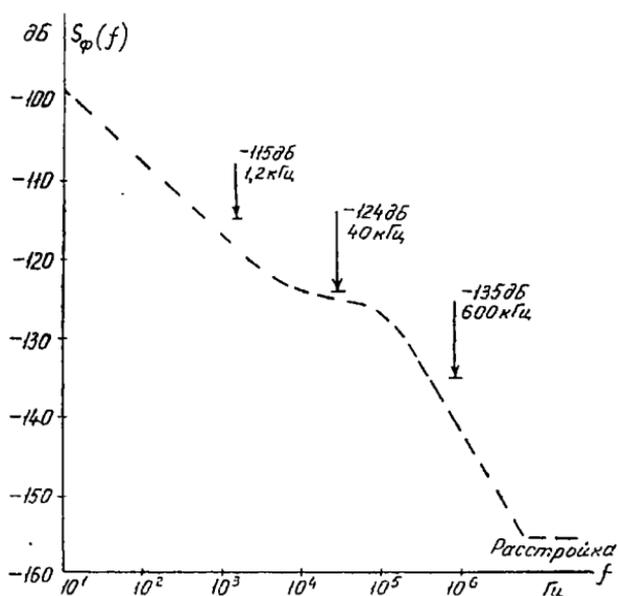


Рис. 1.10.

Спектральная плотность фазы, как видно из рисунка, изменяется от —103 дБ при расстройке 20 Гц до —155 дБ при расстройке 5 МГц.

### § 1.6. Побочные колебания спектра выходного сигнала синтезатора

Побочными называются колебания, которые присутствуют на выходе синтезатора, но не требуются для выполнения его основных функций [39, 40]. Побочные составляющие могут иметь дискретный или сплошной спектр. В зависимости от величины расстройки побочных колебаний по отношению к несущей их можно разделить на внутрисполосные, ближние и дальние.

Внутрисполосные побочные колебания лежат в полосе, занимаемой спектром полезного колебания или непосредственно вблизи этого спектра. Они могут приводить к искажениям сигналов, уменьшению помехоустойчивости, возникновению интерференционных свистов.

К ближним относятся побочные колебания, расстройка которых относительно несущей соизмерима с шагом сетки частот, т. е. составляет величину порядка шага сетки или нескольких шагов сетки. Расстройка дальних побочных колебаний относительно несущей значительно превосходит шаг сетки.

Ближние и дальние побочные колебания в синтезаторах передатчиков могут создавать помехи другим средствам связи. В синтезаторах приемников ближние и дальние побочные колебания ведут к образованию дополнительных каналов приема.

Причинами возникновения побочных колебаний в синтезаторах могут быть:

1. Основные колебания, гармоники и комбинации гармоник гетеродинов или напряжений, используемых при различного вида преобразованиях частот.

2. Модуляция отдельных составляющих другими напряжениями, например неполностью отфильтрованными гармониками источников питания; в системах с фазовой автоподстройкой частоты — неполностью отфильтрованными составляющими частоты сравнения и ее гармониками.

3. Дополнительные составляющие, возникающие при вводе информации. Например, если в синтезаторе формируется сигнал ОБП, неполностью подавленная вторая боковая на выходе будет являться побочным колебанием.

Ближние побочные колебания, как правило, не подвергаются дополнительной фильтрации в последующих каскадах устройства — каскадах усиления передатчиков, буферных каскадах 1-го гетеродина приемника, так как полоса пропускания этих каскадов обычно значительно превосходит шаг сетки.

Поэтому нормы по подавлению ближних побочных составляющих, предъявляемые к передатчику и 1-му гетеродину приемника, практически совпадают с нормами для синтезатора.

Дальние побочные составляющие в синтезаторе передатчика особенно опасны для средств связи, расположенных в непосредственной близости, а при дуплексной работе, например в радиорелейных станциях, — для своего приемника.

Дальние побочные колебания синтезатора обычно дополнительно ослабляются за счет фильтрации в последующих каскадах, в дуплексерах, а также вследствие различной поляризации волн приема и передачи.

Поэтому нормы по подавлению дальних побочных колебаний, предъявляемые к синтезаторам, будут менее жесткими, чем нормы к передатчику и 1-му гетеродину приемника.

Во всех случаях применения синтезаторов в качестве возбуждителей передатчиков или гетеродинов приемников следует, по возможности, избегать умножений частоты после синтезаторов, т. е. стремиться, чтобы синтезаторы работали непосредственно в требуемом диапазоне. Умножение частоты ведет к увеличению числа и уровня побочных колебаний. При приеме это вызывает появление дополнительных каналов приема, при передаче может привести к увеличению помех другим средствам связи.

Причина увеличения уровня побочных составляющих объясняется следующим.

В тракте умножения частоты всегда имеются каскады, работающие в режиме ограничения. В частном случае в режиме ограничения может работать и умножитель частоты. Побочные колебания на выходе синтезатора, складываясь с несущей, дают бинация — процесс, при котором меняется амплитуда и фаза результирующего колебания.

В ограничителе амплитудные изменения устраняются, а фазовые остаются, т. е. на выходе ограничителя образуется фазомодулированный сигнал.

Обычно амплитуда побочных колебаний значительно меньше амплитуды несущей  $U_{m \text{ поб}} \ll U_{m0}$ , и максимальное изменение фазы несущего колебания

$$\Phi_m \cong \frac{U_{m \text{ поб}}}{U_{m0}}.$$

Максимальное изменение фазы при фазовой модуляции есть индекс модуляции  $m_f$ :

$$\Phi_m = m_{f1} \cong \frac{U_{m \text{ поб}}}{U_{m0}} \approx 1.$$

Спектр фазомодулированного колебания состоит из несущей и боковых, отстоящих от несущей на интервалы, кратные разности частот несущей  $f_0$  и побочного колебания  $f_{\text{поб}}$ :

$$F = |f_0 - f_{\text{поб}}|.$$

Отношение амплитуд первых боковых и несущей  $\frac{U_{m1}}{U_{m0}} \cong \frac{m_{f1}}{2}$ ; вторых  $\frac{U_{m2}}{U_{m0}} \cong \frac{m_{f1}^2}{8}$ ; третьих  $\frac{U_{m3}}{U_{m0}} \cong \frac{m_{f1}^3}{48}$  и  $k$ -тых  $\frac{U_{mk}}{U_{m0}} \cong \frac{m_{f1}^k}{2^k k!}$ .

При умножении частоты индекс модуляции увеличивается пропорционально коэффициенту умножения. Если коэффициент умножения равен  $N$ , то индекс модуляции  $m_{f2}$  после умножения частоты будет

$$m_{f2} = N m_{f1}.$$

Следовательно, отношение  $k$ -й боковой после умножения к соответствующей боковой до умножения будет равно  $N^k$ , т. е. отношение побочных составляющих к несущей возрастает в  $N^k$  раз или на  $20 \lg N^k = 20k \lg N$  дБ.

Для примера на рис. 1.11 изображены спектры колебаний до умножения (рис. 1.11а) и после умножения частоты (рис. 1.11б) при  $m_{f1} = 10^{-2}$  и  $N = 12$ . Цифры около составляющих соответствуют отношениям их амплитуд к несущим в децибелах. Отсюда видно, что после умножения амплитуда первых боковых возросла на  $20 \lg 12 = 21,6$  дБ, вторых боковых на  $20 \lg 12^2 = 43,2$  дБ; амплитуда третьих боковых, которая до умножения составляла

—153,6 дБ, возрастает на 64,8 дБ. Так как при умножении частоты растет и полоса пропускания резонансных систем, то рассчитывать на фильтрацию побочных в последующих каскадах практически не приходится.

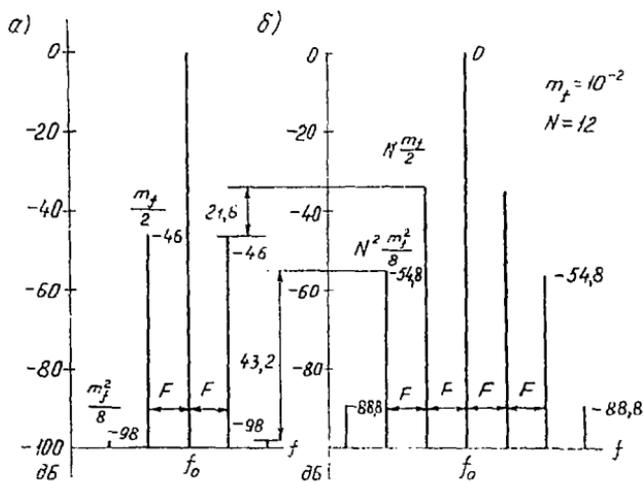


Рис. 1.11.

В дальнейшем при изложении отдельных методов синтеза частоты будут отмечаться возможные причины возникновения побочных составляющих в синтезаторах.

## ГЛАВА 2

### ПРЯМЫЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА ЧАСТОТЫ

#### § 2.1. Прямой синтез заданной частоты

Прямой синтез заданной частоты используется для формирования частот в блоке опорных частот; в синтезаторах, на выходах которых необходимо одновременно получить ряд частот; при сравнении частоты опорных генераторов с эталонами частоты; при использовании в качестве опорных квантово-оптических генераторов.

Задача прямого синтеза частоты состоит в определении арифметических действий — суммирования, умножения и деления, которые позволяют простейшим путем перейти от опорной частоты  $f_0$  к заданной частоте  $f_x$ .

Заданная и опорная частота связаны соотношением

$$f_x = \frac{X_1}{Y_1} f_0, \quad (2.1)$$

где  $X_1$  и  $Y_1$  — несократимые целые числа.

Если  $X_1$  и  $Y_1$ , кроме того, небольшие простые числа, то операция синтеза частоты решается сравнительно легко с помощью структурной схемы, показанной на рис. 2.1. Когда  $X_1$  и  $Y_1$  — большие числа,

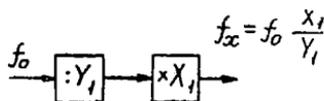


Рис. 2.1

приведенная структурная схема не может быть использована. Основные трудности здесь заключаются в выделении гармоник высоких номеров при выполнении норм по подавлению побочных составляющих. Решение проблемы в общем случае сводится к получению выходной частоты  $f_x$  суммированием двух или более составляющих, каждая из которых получается умножением или делением опорной частоты. Эта задача была решена В. Кроупом [24, 53].

При выводе соотношений частотного синтеза примем, что:

1. В синтезаторе возможно умножение частоты на малые простые числа 2, 3 и 5. Умножение большей кратности также возможно, но возникают трудности в селекции необходимых составляющих при требуемом подавлении остальных.

2. При преобразовании частоты в сумматорах отношение большей из суммируемых частот к меньшей  $q_i$  должно удовлетворять условию

$$q_{\min} \leq |q_i| \leq q_{\max}. \quad (2.2)$$

При очень большом отношении частот возникают трудности в подавлении несущей и 2-й боковой полосы. Если же это отношение близко к единице, то в полосу выходного фильтра могут попасть побочные составляющие, образованные комбинациями гармоник суммируемых колебаний. Эти комбинации имеют малый порядок и, следовательно, высокий уровень.

В дальнейшем используем следующую систему обозначений:

$$X_k = z_k X'_k \quad \text{или} \quad X'_k = \frac{X_k}{z_k},$$

$$Y_k = y_k Y_{k+1} \quad \text{или} \quad Y_{k+1} = \frac{Y_k}{y_k},$$

$$X'_k = x_k Y_{k+1} + X_{k+1} \quad \text{или} \quad X_{k+1} = X'_k - x_k Y_{k+1},$$

где  $x_k, y_k, z_k$  — малые простые числа или произведения малых простых чисел;

$X_k, X'_k, Y_k, Y_{k+1}$  — большие простые числа или произведения больших простых чисел.

Процесс синтеза заданной частоты сводится к ряду последовательных шагов, при которых определяются необходимые коэффициенты деления и умножения опорной частоты и отношения частот на входах сумматоров. Для первого шага

Перепишем (2.1) в виде

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{X_1}{Y_1} \quad (2.3)$$

и положим, что

$$X_1 = z_1 X'_1, \quad (2.4)$$

где, как уже отмечалось,  $z_1$  есть произведение малых простых чисел,  $X'_1$  — большое простое число или произведение больших простых чисел.

Запишем знаменатель в виде:

$$Y_1 = \prod_{i=1}^n y_i, \quad (2.5)$$

где  $y_i$  — подходящие множители.

Значения  $y_i$  зависят от типа используемых делителей. Для делителей регенеративного и параметрического типа  $y_i$  ограничивается возможностью произвольного изменения коэффициента деления в процессе работы. При цифровых делителях принципиально можно получить любой коэффициент деления.

Если  $Y_1$  можно представить в виде произведения двух множителей

$$Y_1 = y_1 Y_2, \quad (2.6)$$

то

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{z_1 X_1'}{y_1 Y_2}. \quad (2.7)$$

Представим  $X_1'$  в виде

$$X_1' = x_1 Y_2 + X_2, \quad (2.8)$$

где  $x_1$  — произведение малых простых чисел, а  $X_2$  — положительное или отрицательное число. Подставляя (2.8) в (2.7), получаем

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{z_1}{y_1} \cdot \frac{1}{Y_2} (x_1 Y_2 + X_2) = \frac{z_1}{y_1} \left( x_1 + \frac{X_2}{Y_2} \right). \quad (2.9)$$

Структурная схема, реализующая алгоритм (2.9), приведена на рис. 2.2.

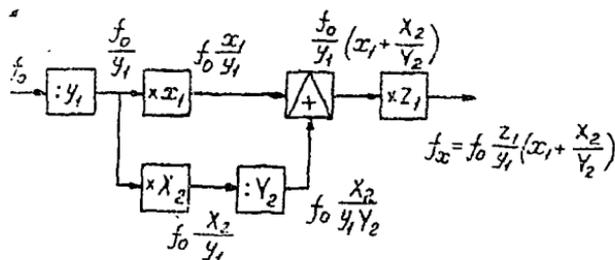


Рис. 2.2.

Из выражений (2.7) и (2.9) и рисунка видно, что

$$\frac{X_1'}{X_2} = \frac{x_1 Y_2}{X_2} + 1 = \frac{x_1}{\left(\frac{X_2}{Y_2}\right)} + 1 = q_1 + 1. \quad (2.10)$$

Здесь

$$q_1 = \frac{x_1}{X_2 / Y_2} \quad (2.10a)$$

есть отношение частот на входах сумматора с учетом знака суммирования, которое должно удовлетворять условию

$$q_{1d} \leq |q_1 + 1| \leq q_{1h}, \quad (2.11)$$

где  $q_{1d} = q_{1\text{мин}} + 1$ ;  $q_{1h} = q_{1\text{макс}} + 1$ .

В дальнейшем через  $q_i$  будем обозначать отношение частот на входах  $i$ -го сумматора.

Если после 1-го шага  $X_2$  может быть опять представлено в виде произведения небольших простых чисел  $z_2$  и больших простых чисел  $X_2'$ , т. е.

$$X_2 = z_2 X_2', \quad (2.12)$$

то процедуру следует повторить.

Полагая, что  $Y_2 = y_2 Y_3$ , преобразуем (2.9). Находим

$$\begin{aligned} \frac{f_x}{f_o} &= \frac{z_1}{y_1} \left( x_1 + \frac{z_2 X_2'}{y_2 Y_3} \right) = \frac{z_1}{y_1} \left[ x_1 + \frac{z_2}{y_2} \left( \frac{x_2 Y_3 + X_3}{Y_3} \right) \right] = \\ &= \frac{z_1}{y_1} \left[ x_1 + \frac{z_2}{y_2} \left( x_2 + \frac{X_3}{Y_3} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.13)$$

где  $X_3'$  представлено в виде  $X_3' = x_2 Y_3 + X_3$  и  $\frac{x_2}{X_3/Y_3} = q_2$ .

Раскрывая в (2.13) скобки, получаем

$$\frac{f_x}{f_o} = \frac{x_1 z_1}{y_1} + \frac{x_2 z_1 z_2}{y_1 y_2} + \frac{z_1 z_2}{y_1 y_2} \frac{X_3}{Y_3}. \quad (2.14)$$

Продолжая процедуру до тех пор, пока в числителе последнего члена не будет стоять только произведение малых простых чисел, в общем виде можем записать:

$$\frac{f_x}{f_o} = \frac{x_1 z_1}{y_1} + \frac{x_2 z_1 z_2}{y_1 y_2} + \dots + \frac{x_n z_1 \dots z_n}{y_1 y_2 \dots y_n}. \quad (2.15)$$

Если привести все члены в (2.15) к общему знаменателю, то получим

$$\frac{f_x}{f_o} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \prod_{k=1}^i z_k \prod_{r=i+1}^n y_r}{\prod_{r=1}^n y_r}. \quad (2.16)$$

Выражение (2.15) и следующее из него выражение (2.16) называются синтезирующим рядом. В них все  $x_i$  и  $z_k$  ( $i, k=1, 2, \dots, n$ ) представляют собой произведение только малых простых чисел, относящихся к множеству  $\{U_m\}$ , что записывается в форме  $x_i, z_k \in \{U_m\}$  (читается:  $x_i, z_k$  принадлежат к множеству  $U_m$ ), где  $U_m = 2^p \cdot 3^q \cdot 5^r$ ,  $m=1, 2, 3, \dots$ ;  $p, q, r=0, 1, 2, 3, \dots$ .

В тех случаях, когда используются счетчиковые делители,  $y_r=1, 2, \dots, n$  может быть любым числом, но должно выполняться условие

$$Y_1 = \prod_{i=1}^n y_i.$$

Первые числа множества  $\{U_m\}$  в интервале 1—200 приведены в табл. 2.1. Из таблицы видно, что, например, при  $m=23$  величина  $U_{23}=48=2^4 \cdot 3$ , т. е.  $p=4$ ,  $\sigma=1$ ,  $r=0$ .

Таблица 2.1

$m$	$U_m$	$2^p \cdot 3^q \cdot 5^r$	$m$	$U_m$	$2^p \cdot 3^q \cdot 5^r$
1	1	$2^0 \cdot 3^0 \cdot 5^0$	24	50	$2 \cdot 5^2$
2	2	2	25	54	$2 \cdot 3^3$
3	3	3	26	60	$2^2 \cdot 3 \cdot 5$
4	4	$2^2$	27	64	$2^6$
5	5	5	28	72	$2^3 \cdot 3^2$
6	6	$2 \cdot 3$	29	75	$3 \cdot 5^2$
7	8	$2^3$	30	80	$2^4 \cdot 5$
8	9	$3^2$	31	81	$3^4$
9	10	$2 \cdot 5$	32	90	$2 \cdot 3^2 \cdot 5$
10	12	$2^2 \cdot 3$	33	96	$2^5 \cdot 3$
11	15	$3 \cdot 5$	34	100	$2^2 \cdot 5^2$
12	16	$2^4$	35	108	$2^2 \cdot 3^3$
13	18	$2 \cdot 3^2$	36	120	$2^3 \cdot 3 \cdot 5$
14	20	$2^2 \cdot 5$	37	125	$5^3$
15	24	$2^3 \cdot 3$	38	128	$2^7$
16	25	$5^2$	39	135	$3^3 \cdot 5$
17	27	$3^3$	40	144	$2^4 \cdot 3^2$
18	30	$2 \cdot 3 \cdot 5$	41	150	$2 \cdot 3 \cdot 5^2$
19	32	$2^5$	42	160	$2^5 \cdot 5$
20	36	$2^2 \cdot 3^2$	43	162	$2 \cdot 3^4$
21	40	$2^3 \cdot 5$	44	180	$2^2 \cdot 3^2 \cdot 5$
22	45	$3^2 \cdot 5$	45	192	$2^6 \cdot 3$
23	48	$2^4 \cdot 3$	46	200	$2^3 \cdot 5^2$

На рис. 2.3 изображена структурная схема, реализующая алгоритм в соответствии с выражением (2.15).

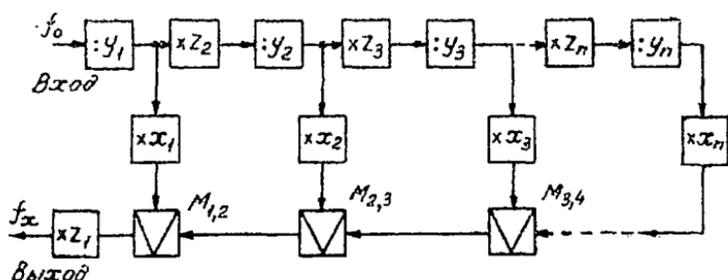


Рис. 2.3.

Назовем цепь, включающую в себя сумматор и относящиеся непосредственно к нему умножители и делители частот, петлей синтеза. Можно показать [24], что минимальное число петель синтеза  $n$

удовлетворяет условию:

$$n-1 \leq 1,21g X_1'. \quad (2.17)$$

При этом число петель синтеза в явном виде не зависит от выбора коэффициентов деления  $y_r$  ( $r=1, 2, \dots, n$ ). Разложение (2.15) не является единственным, т. е. отношение частот  $\frac{f_x}{f_0} = \frac{X_1}{Y_1}$  можно синтезировать различными способами.

Поэтому при разработке схем синтеза накладывается дополнительно 3-е условие: структурная схема синтезатора должна быть, по возможности, простой. Это означает, что все излишние умножения, деления и преобразования частоты должны исключаться, а выбор структурной схемы согласовываться с используемой элементной базой.

Рассмотрим теперь вопрос о выборе частот на входах сумматора. Из (2.10а) имеем

$$x_1 = q_1 \frac{X_2}{Y_2}, \quad (2.18)$$

где, как уже отмечалось,  $X_2$  может быть как положительным, так и отрицательным числом. Из (2.10) получаем

$$\frac{X_1'}{X_2} = q_1 + 1 \text{ или } X_2 = \frac{X_1'}{q_1 + 1}. \quad (2.19)$$

Тогда

$$x_1 = X_1' \frac{q_1}{q_1 + 1} \cdot \frac{1}{Y_2} = X_1' \frac{q_1}{q_1 + 1} \cdot \frac{y_1}{Y_1}, \quad (2.20)$$

так как  $Y_1 = Y_2 y_1$ .

Для последующего введем новые переменные:

$$u = x_1, \quad (2.21)$$

$$v = \frac{X_1'}{Y_2}, \quad (2.22)$$

или, учитывая (2.20),

$$u = \frac{q_1}{q_1 + 1} v. \quad (2.23)$$

Поскольку  $x_1$ ,  $X_1$ ,  $z_1$  положительны, переменные  $u$  и  $v$  могут принимать только положительные значения. Величина  $x_1$ , а следовательно и  $u$ , представляет собой произведение малых простых чисел, т. е. относится к множеству  $\{U_m\}$  или  $x \in \{U_m\}$ . Что касается  $v$ , то эта переменная может в принципе принимать любые значения на реальной оси.

Ранее (см. (2.11)) отмечалось, что

$$q_d \leq |q_i + 1| \leq q_n.$$

Расчёты показывают [24], что для  $q_d$  и  $q_h$  должны быть приняты следующие значения:  $q_d=7$ ;  $q_h=19$ .

Если  $q_1+1 > 0$ , то из (2.10) имеем:

$$q_d \leq q_1+1 \leq q_h \text{ или } q_d-1 \leq q_1 \leq q_h-1.$$

Тогда (2.23) для крайних значений  $q_h-1=q_1$  и  $q_d-1=q_1$  переписывается так:

$$u = \frac{q_h-1}{q_h} v; \quad (2.24a)$$

$$u = \frac{q_d-1}{q_d} v. \quad (2.24a)$$

Аналогично, для  $q_1+1 < 0$  имеем  $|q_1+1| = -(q_1+1)$ , и для крайних значений  $-(q_d+1)=q_1$  и  $-(q_h+1)=q_1$  выражение (2.23) запишется в виде:

$$u = \frac{q_d+1}{q_d} v; \quad (2.25)$$

$$u = \frac{q_h+1}{q_h} v. \quad (2.25a)$$

Выражения (2.24), (2.24a) и (2.25), (2.25a) определяют границы (оболочку), в пределах которых могут находиться значения функции  $u=F(v)$ .

Так как  $u \in \{U_m\}$ , функция  $u$  может принимать только дискретные значения. Возьмем какое-нибудь из них  $U_m$  и найдем значения  $v_m$ , соответствующие (2.24), (2.24a), (2.25), (2.25a) (рис. 2.4):

$$v_{1m} = U_m \frac{q_d}{q_d+1}; \quad (2.26)$$

$$v_{2m} = U_m \frac{q_h}{q_h+1}; \quad (2.26a)$$

$$v_{3m} = U_m \frac{q_h}{q_h-1}; \quad (2.27)$$

$$v_{4m} = U_m \frac{q_d}{q_d-1}. \quad (2.27a)$$

Точки  $v_{1m}$ ,  $v_{2m}$ ,  $v_{3m}$ ,  $v_{4m}$  ограничивают два интервала рациональных чисел  $v_{1m} \div v_{2m}$  и  $v_{3m} \div v_{4m}$ , в пределах которых могут лежать значения  $v$ , соответствующие данному числу  $U_m$ . Совокупность интервалов для различных  $U_m$  образуют два множества:

$$\{V_{1m}\} = \{v_{1m} \div v_{2m}\}, \quad (2.28)$$

$$\{V_{2m}\} = \{v_{3m} \div v_{4m}\}, \quad (2.29)$$

для которых (2.20), а следовательно, и (2.23) имеют решение.

Объединение множеств  $\{V_{1n}\}$  и  $\{V_{2m}\}$  обозначим через  $\{V_1\}$ :

$$\{V_1\} = \{V_{1m}\} \cup \{V_{2m}\}. \quad (2.30)$$

Можно показать, что дополнительное множество к  $\{V_1\}$  не пустое, т. е. интервалы  $v_{1m} \div v_{2m}$ ,  $v_{3m} \div v_{4m}$  не всюду перекрываются между собой для любых  $U_m$ . Иначе говоря, не каждое рациональное число  $v$  удовлетворяет соотношениям (2.26), (2.27) и одновременно неравенству

$$7 \leq |q_i + 1| \leq 19. \quad (2.31)$$

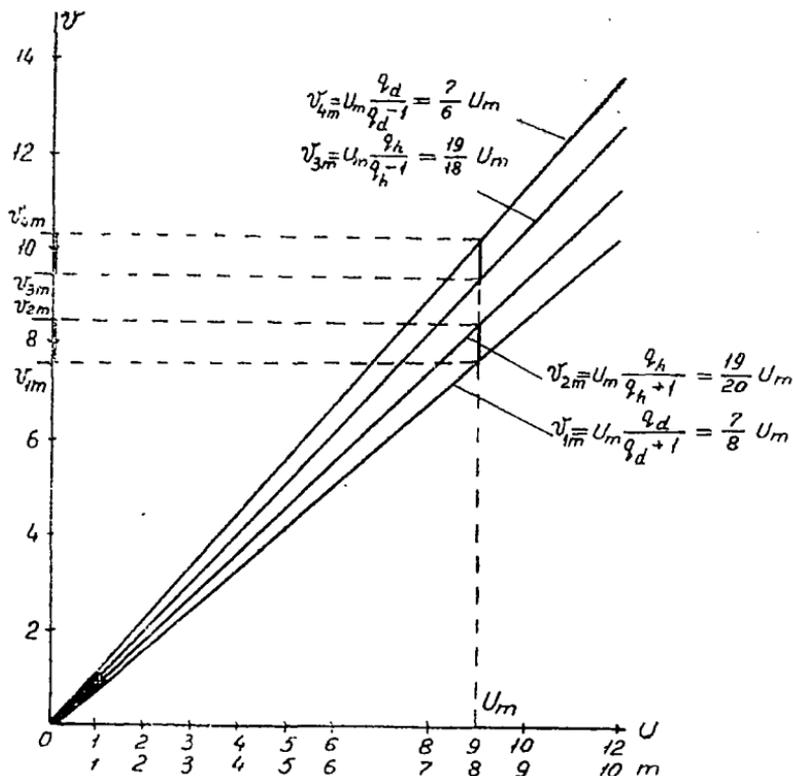


Рис. 2.4.

График для решения уравнения  $v = \frac{q_i + 1}{q_i} u$ , где  $u \in \{U_m\}$  и  $q_i$  удовлетворяет условию (2.31), изображен на рис. 2.5. По обеим осям графика принят логарифмический масштаб. Интервалы  $V_{1m}$ ,  $V_{2m}$ , соответствующие  $u \in \{U_m\}$ , показаны на оси ординат жирными линиями.

Заметим, что минимальная величина  $v$  соответствует  $U_m = U_1 = 1$  и  $v_{11} = U_1 \cdot \frac{7}{8} = 1 \cdot \frac{7}{8} = 0,875$ .

## § 2.2. Примеры прямого синтеза заданной частоты

Для того, чтобы синтезировать из частоты  $f_0$  частоту  $f_x$ , поступаем следующим образом. Представляем отношение частот в виде

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{X}{Y} = z_0 \frac{X'}{Y'}, \quad (2.32)$$

где  $z_0 \in \{U_m\}$ , т. е. является произведением малых простых чисел.

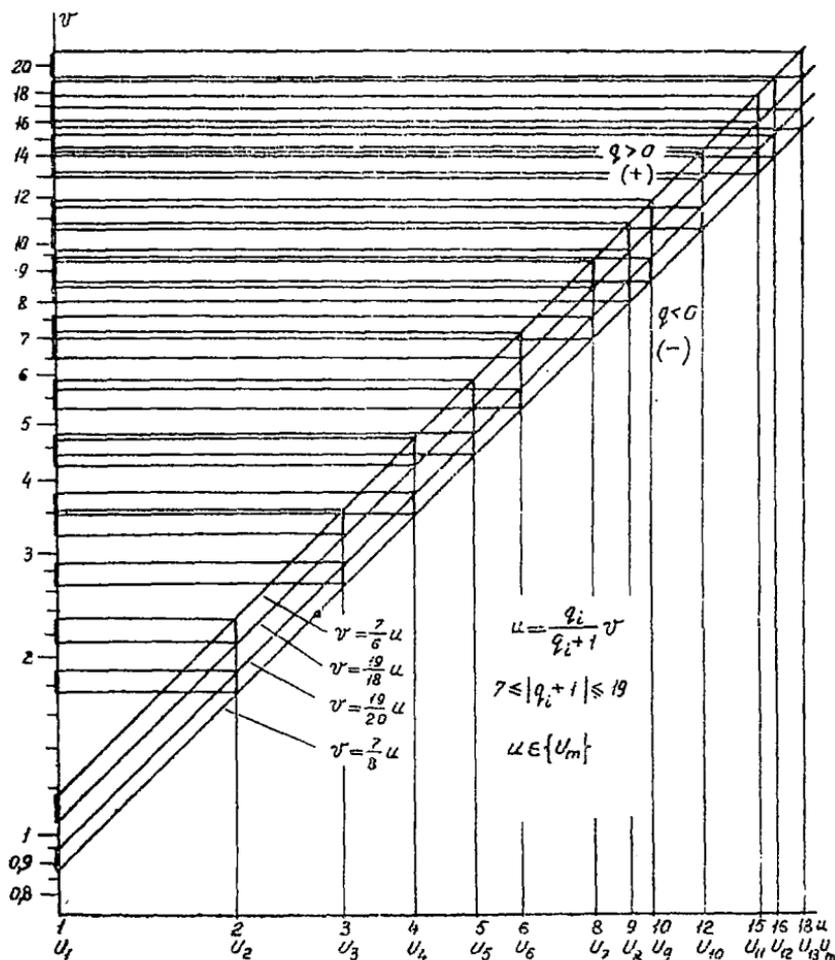


Рис. 2.5.

Затем определяем частоту, с которой должно осуществляться 1-е преобразование частоты.

Если отношение  $\frac{X'}{Y} \gg 1$ , то знаменатель умножается на множитель  $y_0 \in \{U_m\}$  и на ту же величину умножается числитель:

$$\frac{f_x}{f_0} = z_0 y_0 \frac{X_1'}{y_0 Y} = z_1 \frac{X_1'}{Y_1}, \quad (2.33)$$

где  $z_1 = z_0 y_0$  и  $Y_1 = y_0 Y$ .

Эта операция вводит дополнительное умножение и деление, но она не увеличивает числа петель синтеза, которое оценивается из условия:

$$n-1 < 1,2 \lg X_1'. \quad (2.34)$$

Если же  $\frac{X_1'}{Y_1} < 0,875$ , то (2.33) приводится к виду:

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{z_0}{y_1} y_1 \frac{X_1'}{Y_1},$$

т. е. числитель умножается на  $y_1 > 1$ , причем  $y_1 \in \{U_m\}$  так, чтобы выполнялись два условия:

$$1) v_1 = \frac{X_1'}{Y_1} y_1 \geq v_{11} = \frac{7}{8} = 0,875; \quad (2.35)$$

$$2) v_1 \in \{V_1\};$$

$y_1$  должен быть выбран так, чтобы полученное значение  $v_1$  попало на утолщенные части оси ординат рис. 2.5. В соответствии с (2.7), (2.8) это позволяет представить (2.33) как:

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{z_1}{y_1} \cdot \frac{y_1 X_1'}{Y_1} = \frac{z_1}{y_1} \cdot \frac{X_1'}{Y_2} = \frac{z_1}{y_1 Y_2} (x_1 Y_2 + X_2), \quad (2.36)$$

здесь

$$Y_2 = \frac{Y_1}{y_1} \text{ и } x_1 \in \{U_m\}; \quad X_2 = \pm (X_1' - x_1 Y_2) \quad (2.37)$$

Заметим, что при  $v \geq 15,75$  множество  $\{V_1\}$  непрерывно, т. е. при любом  $v$  может быть найдено  $u_1 \in \{U_m\}$ .

По числу  $v = v_1$  из графика рис. 2.5 находим  $x_1 = U_m$ . Если данному  $v_1$  отвечает несколько значений  $U_m$ , решение не является единственным и можно в принципе взять в качестве  $x_1$  любое из этих чисел. Дополнительным критерием при выборе  $x_1$  является третье ограничение, согласно которому следует стремиться к максимальному упрощению синтезатора.

Если выбранному значению  $v_1$  соответствует участок между верхней парой прямых на рис. 2.5, то  $q_1 > 0$  и на выходе сумматора используется суммарная частота. Если же  $U_m$  отвечает область, лежащая между нижней парой прямых, то  $q_1 < 0$ , т. е. на выходе сумматора выделяется разностная частота. Знак плюс в (2.37) берется для  $q_1 > 0$  и знак минус — для  $q_1 < 0$ .

На этом расчет 1-й петли синтеза заканчивается.

Для расчета 2-й петли синтеза из  $X_2$  выделяются множители  $z_2 \in \{U_m\}$ , т. е.  $X_2$  представляется в виде

$$X_2 = z_2 X_2'. \quad (2.38)$$

Затем находится множитель для  $Y_2$ :

$$Y_2 = \frac{Y_2}{y_2},$$

причем  $y_2 \in \{U_m\}$ , и по отношению  $\frac{X_2'}{Y_2}$  определяется  $x_2$  и знак  $q_2$ .

Параметры второй и последующей цепей синтеза находятся тем же методом.

Рассмотрим несколько числовых примеров.

*Пример 1.* Из частоты  $f_0 = 1000$  кГц синтезировать частоту  $f_x = 2880$  кГц.

Отношение частот:

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{2880}{1000} = \frac{2^3 \cdot 3^2}{5^2}. \quad (2.39)$$

Таким образом, в данном случае

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{z_0 X_1'}{y_1 Y_1} = \frac{2^3 \cdot 3^2}{5^2},$$

где  $z_0 = 2^3 \cdot 3^2$ ;  $y_1 = 5^2$ ;  $X_1' = Y_2 = 1$  (см. (2.36)), и заданная частота получается без петель синтеза, т. е. без преобразований частоты.

Один из вариантов структурной схемы изображен на рис. 2.6а.

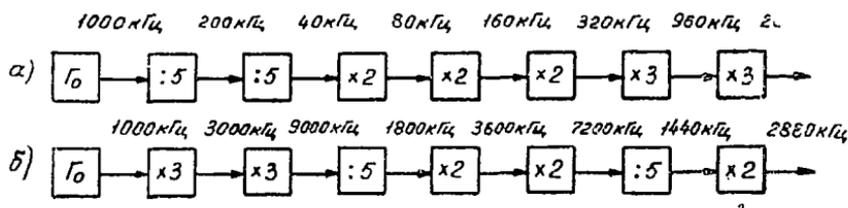


Рис. 2.6.

Схема содержит семь блоков: два делителя частоты на 5, три умножителя на 2 и два умножителя на 3.

В последовательной цепи отдельные блоки могут переставляться. Поэтому общее число вариантов  $N$ , реализующих алгоритм (2.39), определяется выражением:

$$N = C_7^2 C_3^3 = C_7^2 C_5^2 = \frac{7 \cdot 6}{1 \cdot 2} \frac{5 \cdot 4}{1 \cdot 2} = 210,$$

где  $C_n^m$  — число сочетаний из  $n$  элементов по  $m$ .

На рис. 2.6б приведен вариант структурной схемы, в котором дополнительно реализуется условие: частота на выходе любого блока  $f_i$  удовлетворяет неравенству  $1000 \text{ кГц} \leq f_i \leq 10000 \text{ кГц}$ . Такое ограничение может быть наложено, например, из соображений простоты реализации узлов при выбранной элементной базе.

*Пример 2.* Из частоты  $f_0 = 1000 \text{ кГц}$  синтезировать частоту  $f_x = 26720 \text{ кГц}$ .

Отношение частот:

$$\frac{f_x}{f_0} = \frac{26720}{1000} = \frac{668}{25}.$$

Полагаем  $X_1 = 668$ ;  $Y_1 = 25$ . Учтем, что

$$X_1 = z_1 X_1' = 4 \cdot 167, \text{ т. е. } z_1 = 4, X_1' = 167.$$

Тогда число петель синтеза

$$n - 1 \leq 1,2 \lg X_1' = 1,2 \lg 167 \cong 3,5 \quad \text{и} \quad \frac{X_1'}{Y_1} = 6,65; \quad y_1 = 1.$$

Из рис. 2.5 находим  $x_1 = 6$ ,  $q_1 > 0$  (т. е. на выходе сумматора выделяется суммарная частота). Определяем

$$Y_2 = \frac{Y_1}{y_1} = 25;$$

$$X_2 = + (X_1' - x_1 Y_2) = 167 - 6 \cdot 25 = 17.$$

Следовательно,

$$\frac{f_x}{f_0} = z_1 \frac{X_1'}{Y_1} = \frac{z_1}{Y_2} (X_2 + x_1 Y_2) = 4 \left( 6 + \frac{17}{25} \right).$$

Переходим к расчету 2-й петли синтеза:

$$z_2 = 1; \quad X_2' = \frac{X_2}{z_2} = 17.$$

Отношение равно

$$\frac{X_2'}{Y_2} = \frac{17}{25} \cong 0,68 < 0,875.$$

Поэтому, полагая  $y_2 = 5$ , получаем

$$v_2 = \frac{X_2'}{Y_2} y_2 = \frac{17}{25} \cdot 5 = 3,4.$$

Из рис. 2.5 имеем:

$$x_2 = 3; \quad q_2 > 0; \quad Y_3 = \frac{Y_2}{y_2} = \frac{25}{5} = 5;$$

$$X_3 = + (X_2' - x_2 Y_3) = 17 - 5 \cdot 3 = 2.$$

Поскольку  $X_3 \in \{U_m\}$ , синтез заканчивается.

Итак, отношение частот  $\frac{f_x}{f_0}$  можно представить в виде:

$$\frac{f_x}{f_0} = z_1 \left( x_1 + \frac{X_2}{Y_2} \right) = z_1 \left[ x_1 + \frac{1}{y_2} \left( x_2 + \frac{X_3}{Y_3} \right) \right] = 4 \left[ 6 + \frac{1}{5} \left( 3 + \frac{2}{5} \right) \right],$$

или

$$\frac{f_x}{f_0} = 2^3 \left[ 2 \cdot 3 + \frac{1}{5} \left( 3 + \frac{2}{5} \right) \right] = 2^3 \cdot 3 + \left( \frac{2^2 \cdot 3}{5} + \frac{2^3}{5^2} \right).$$

На рис. 2.7 изображена одна из возможных структурных схем синтезатора. Отметим, что если отношение  $\frac{X_i'}{Y_i}$   $y_i$  на рис. 2.5

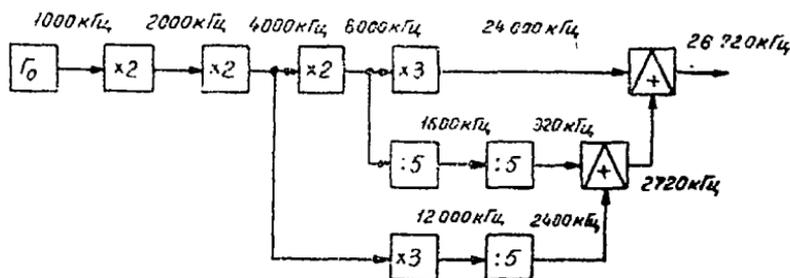


Рис. 2.7.

лежит вблизи границы участка  $\{V_1\}$ , то целесообразно аналитически оценить, попадет ли оно в границы области. Для этого используются выражения (2.26), (2.27).

*Пример 3.* Из частоты  $f_0 = 5$  МГц синтезировать частоту  $f_x = 22789421700$  Гц для сравнения с частотой лазера на аммиаке  $N^{15}H_3$  [24].

Отношение равно

$$\frac{f_x}{f_0} = z_0 \frac{X_1'}{Y} = 3 \cdot \frac{75964739}{5 \cdot 10^4}.$$

Оценка числа петель синтеза дает

$$n-1 \leq 1,2 \lg X_1' = 1,2 \cdot \lg 75964739 \cong 9.$$

1) Отношение  $\frac{X_1'}{Y} \cong 1500 \gg 1$ . Поэтому, полагая  $y_0 = 10^2$ , находим

$$\frac{f_x}{f_0} = z_0 y_0 \frac{X_1'}{y_0 Y} = 3 \cdot 10^2 \frac{75964739}{5 \cdot 10^6},$$

где  $z_1 = y_0 z_0 = 3 \cdot 10^2$  и  $Y_1 = y_0 Y = 5 \cdot 10^6$ .

Отношение  $\frac{X_1'}{Y_1} \cong 15,19$  попадает в область  $\{V_1\}$ . Поэтому  $y_1 = 1$ , и из рис. 2.5 находим  $x_1 = 16$ ,  $q_1 < 0$ , т. е. при первом преобразовании выделяется разностная частота.

Определяем  $Y_2$  и  $X_2$ :

$$Y_2 = \frac{Y_1}{y_1} = \frac{5 \cdot 10^9}{1} = 5 \cdot 10^9;$$

$$X_2 = -(X_1' - x_1 Y_2) = -(75964739 - 16 \cdot 5 \cdot 10^9) = 4035261;$$

$X_2$  разлагается на множители:  $X_2 = 3 \cdot 1345087$ . Поэтому  $z_2 = 3$  и

$$X_2' = \frac{X_2}{z_2} = 1345087.$$

2) Отношение  $\frac{X_2'}{Y_2} = \frac{1345087}{5 \cdot 10^9} \cong 0,27$  лежит вне области  $\{V_1\}$ .

Поэтому, полагая  $y_2 = 4$ , находим (см. рис. 2.5):

$$v_2 = \frac{X_2'}{Y_2} y_2 = 0,27 \cdot 4 = 1,075; \quad x_2 = 1$$

и т. д.

Результаты вычислений для этого примера сведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

$i$	$Y_i = \frac{Y_{i-1}}{y_{i-1}}$	$X_i = \pm (X'_{i-1} - x_{i-1} Y_i)$	$z_i$	$X_i' = \frac{X_i}{z_i}$	$\frac{X_i'}{Y_i}$	$y_i$	$v_i = \frac{X_i'}{Y_i} y_i$	$x_i$	Знак
1	$5 \cdot 10^9$	22789421700	300	75964739	15,19	1	15,19	16	—
2	$5 \cdot 10^8$	4035261	3	1345087	0,27	4	1,075	1	+
3	$125 \cdot 10^4$	95087	1	95087	0,076	25	1,9	2	—
4	$5 \cdot 10^1$	4913	1	4913	0,098	100	9,83	9	+
5	500	413	1	413	0,826	10	8,26	9	—
6	50	37	1	37	0,74	5	3,7	4	—
7	10	3	—	—	—	—	—	—	—

Структурная схема синтезатора изображена на рис. 2.8.

Данный пример со временем может считаться классическим; он служит наглядной иллюстрацией изящного аналитического решения сложной технической задачи.

### § 2.3. Прямые методы синтеза в диапазоне частот

Простейшим примером прямого синтеза в диапазоне частот является интерполяционная схема, приведенная на рис. 2.9. В этой схеме напряжения от двух генераторов  $\Gamma_{01}$  и  $\Gamma_{02}$ , стабилизированных кварцами, подводятся к смесителю, на выходе которого при помощи полосового фильтра выделяется напряжение суммарной или разностной частоты:

$$f_{\text{вых}} = f_{02} \pm f_{01}.$$

(На рисунке показан случай использования суммарной частоты).

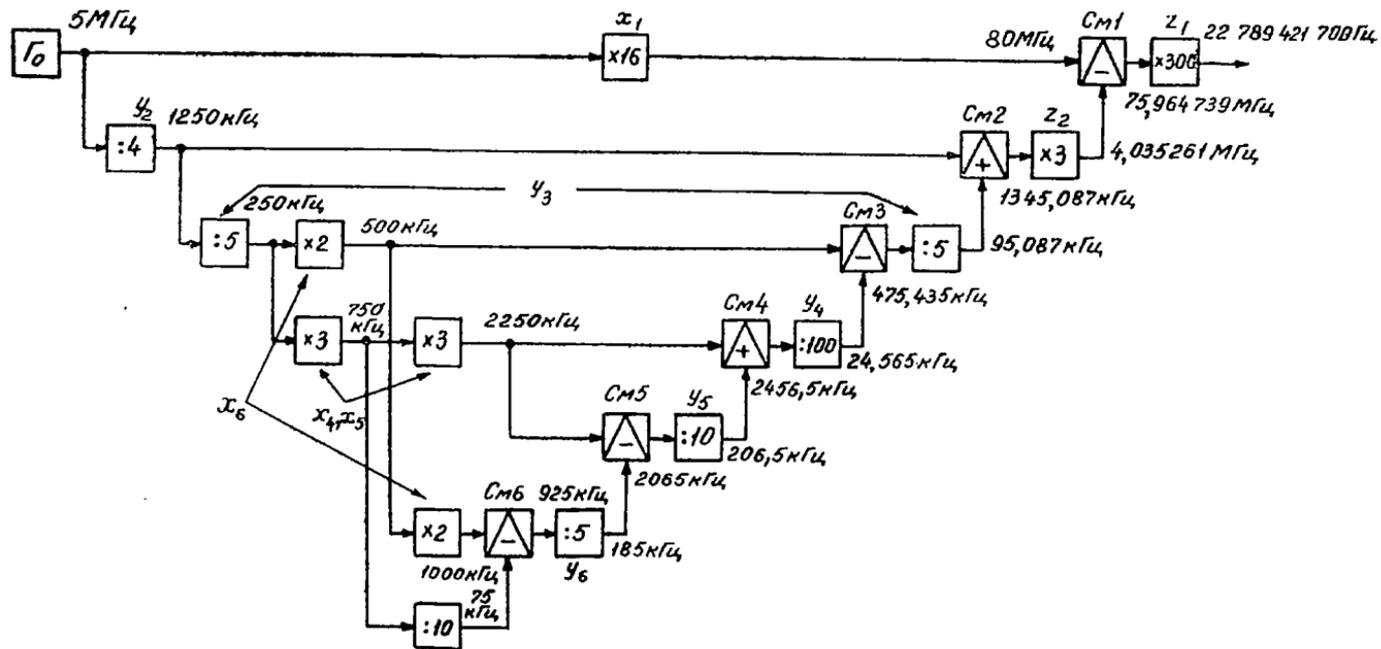


Рис. 2.8.

Для получения требуемого шага выходной частоты один из гетеродинов стабилизируется кварцами, частоты которых отличаются на шаг сетки  $\Delta f_0$ . При  $N_1$  кварцах это позволяет перекрыть диапазон  $(N_1 - 1)\Delta f_0$ .

Если, например, шаг сетки равен 1 кГц и необходима декадная установка частоты, то в 1-м гетеродине должно быть 10 кварцев с частотами, отличающимися на 1 кГц, что позволит перекрыть диапазон частот  $\Delta f_1 = 9\Delta f_0 = 9$  кГц.

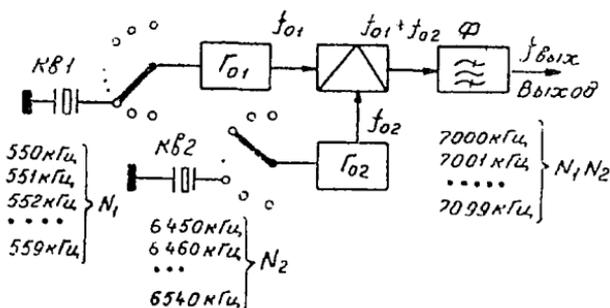


Рис. 2.9.

Интервал между частотами кварцев во 2-м гетеродине выбирается равным  $\Delta f_2 = N_1 \Delta f_0$ . В данном случае  $\Delta f_2 = 10$  кГц. Тогда переключение кварцев второго гетеродина позволит изменять выходную частоту с шагом 10 кГц.

На рис. 2.9 частота генератора  $\Gamma_{01}$  изменяется от 550 до 559 кГц через 1 кГц, а частота генератора  $\Gamma_{02}$  — от 6450 кГц до 6540 кГц через 10 кГц. При выделении суммарной частоты перекрываемый диапазон будет 7000—7099 кГц с шагом 1 кГц.

Впервые подобная интерполяционная схема, в которой вместо кварцевого генератора  $\Gamma_{01}$  использовался генератор плавного диапазона, была предложена в 1934 году Г. А. Зейтленком.

Побочные колебания на выходе схемы могут возникнуть за счет гармоник генераторов и суммарно-разностных частот вида  $|m f_{01} \pm n f_{02}|$  (см. приложение II). Выполнение норм по уровню побочных колебаний достигается подбором частот генераторов, включением фильтров на их выходах, применением балансных или кольцевых смесителей. В реальных схемах ослабление побочных колебаний может составить 60—80 дБ [6].

Недостаток подобных схем определяется большим числом используемых кварцев. Вследствие этого понижается стабильность выходной частоты, увеличиваются габариты устройства, усложняется коррекция частоты генераторов.

Последовательное применение интерполяционных схем позволяет расширить диапазон выходных частот, сохраняя декадную установку частоты. В качестве примера такого устройства на

рис. 2.10 приведена структурная схема передатчика, работающего на одной боковой полосе в диапазоне 2000—12 000 кГц, с шагом сетки 1 кГц [32, 35].

В данной схеме использовано четырехкратное преобразование частоты. При первых трех преобразованиях частоты, которые осуществляются в смесителях  $СМ1$ ,  $СМ2$  и  $СМ3$ , образуется сетка частот с шагом 1 кГц. Для этого на выходах смесителей с помощью полосовых фильтров выделяются боковые полосы частот:  $f_1+f_2$ ;  $(f_1+f_2)+f_3$ ;  $[(f_1+f_2)+f_3]-f_4$ , где  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  и  $f_4$  — частоты кварцевых генераторов (индекс «о» у частот генераторов опущен). Четвертое преобразование частоты используется для ввода информации.

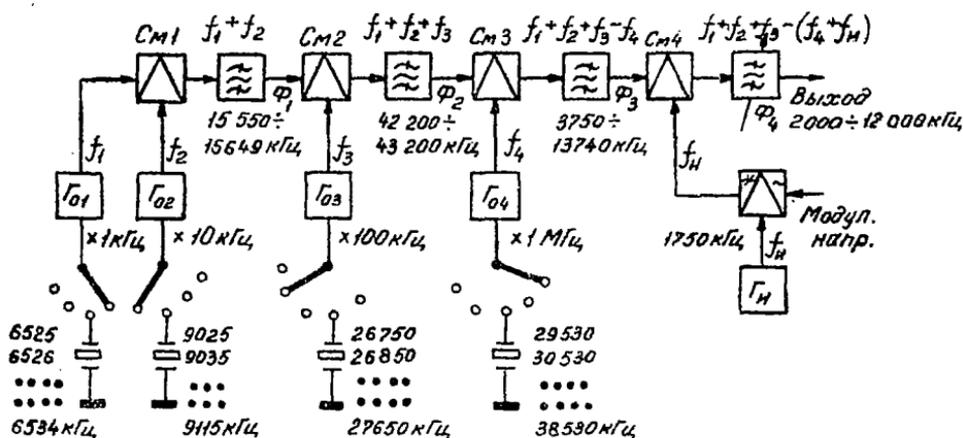


Рис. 2.10.

Сигнал ОБП формируется на частоте  $f_H=1750$  кГц. Выходная частота передатчика определяется выражением

$$f_c = f_1 + f_2 + f_3 - f_4 - f_H. \quad (2.40)$$

Следует обратить внимание на подбор частот; они подобраны так, что в схеме синтезатора используется один перестраиваемый фильтр на выходе последнего смесителя и установка частоты в схеме производится только переключением кварцев. Из рис. 2.10 видно, что в схеме примерно 40 кварцев.

Как уже отмечалось, современные схемы синтезаторов частоты выполняются с использованием только одного опорного генератора. Все напряжения, необходимые для формирования сетки, получаются путем деления, умножения и суммирования из частоты опорного генератора. Пример такой схемы показан на рис. 2.11 [35].

В этой схеме частота кварцевого генератора ( $f_0=100$  кГц) дважды делится на 10 и, таким образом, получают напряжения с частотами  $f_0$ ,  $\frac{f_0}{10} = 10$  кГц,  $\frac{f_0}{10^2} = 1$  кГц.

В умножителях  $УМ1$ ,  $УМ2$  и  $УМ3$  с помощью полосовых переключаемых фильтров из указанных частот выделяются гармоники  $\frac{n_1 f_0}{10^2}$ ,  $\frac{n_2 f_0}{10}$ ,  $n_3 f_0$ , где  $n_1$  принимает значения 20, 21, ..., 29, а  $n_2, n_3$  — значения 18, 19, ..., 27.

Выходная частота синтезатора определяется выражением

$$f_c = f_0 \left( \frac{n_1}{10^2} + \frac{n_2}{10} + n_3 \right) \quad (2.41)$$

и изменяется в пределах 2000—2999 кГц, с шагом 1 кГц.

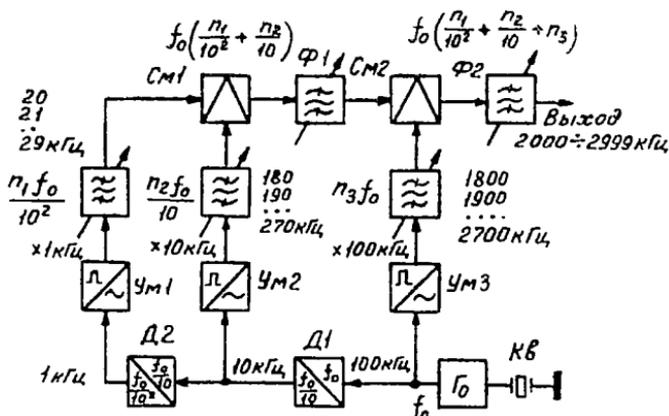


Рис. 2.11.

Недостаток схемы заключается в том, что при преобразованиях частоты и на выходе каждого умножителя используются значительно отличающиеся частоты. Например, на выходе 1-го умножителя выделяется напряжение 20—29 кГц, а на выходе 3-го умножителя 1800—2700 кГц. Это существенно усложняет производство синтезаторов, их ремонт и эксплуатацию, так как синтезаторы не могут быть выполнены в основном из стандартных элементов.

Уровень побочных колебаний в подобных схемах определяется их уровнем на выходе каждой декады. Так, побочные колебания, возникшие в смесителе  $СМ1$  (см. рис. 2.10) и неполовностью подавленные фильтром  $\Phi1$ , далее практически нигде не фильтруются, поскольку полоса пропускания последующих фильтров ( $\Phi2$  и т. д.) шире, чем у фильтра  $\Phi1$ . Поэтому количество и уровень побочных составляющих в таких схемах, как правило, возрастает с увеличением числа декад.

В последние годы были предложены многочисленные схемы прямого синтеза, которые обычно объединяются наименованием «метод идентичных декад». Как следует из названия, в этих схемах синтезаторы строятся по декаднему принципу, т. е. каждая декада определяет одну значащую цифру в десятичной системе счисления, но все декады аналогичны [32, 35, 49].

Принцип построения синтезатора с идентичными декадами можно уяснить из рис. 2.12, где показаны структурные схемы двух декад. Каждая декада включает в себя смеситель, умножитель, делитель частоты на 10 и два фильтра. В зависимости от выбора частот и требований к подавлению побочных составляющих могут перестраиваться оба фильтра либо один из них или применяться неперестраиваемые полосовые фильтры.

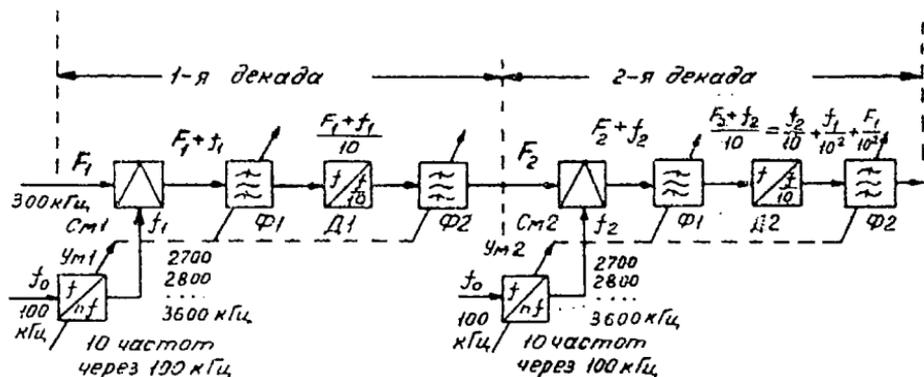


Рис. 2.12.

Частоты 1-й и 2-й декад связаны соотношением:

$$\frac{F_1 + f_1}{10} = F_2, \quad (2.42)$$

где  $F_1$  и  $F_2$  — частоты на входе 1-й и 2-й декад;  
 $f_1$  — частота на выходе умножителя 1-й декады.

Выходная частота 1-й декады является входной частотой 2-й декады. Условие идентичности будет выполнено, если  $F_1 \cong F_2$ . Отсюда получаем

$$f_1 \cong 9F_1. \quad (2.43)$$

Рассмотрим конкретный пример. Пусть  $F_1 = 300$  кГц, тогда  $f_1 = 2700$  кГц. Для перестройки декады будем изменять частоту  $f_1$ . Положим, что  $f_1$  может принимать 10 значений с интервалом 100 кГц:  $f_1 = 2700, 2800, \dots, 3600$  кГц.

Если напряжение частоты  $f_1$  выделяется с помощью умножителя, то можно записать:  $f_1 = N_1 \cdot 100$  кГц, где  $N_1$  — номер выделяемой гармоники частоты 100 кГц. Аналогично для 2-й декады  $f_2 = N_2 \cdot 100$  кГц ( $N_1, N_2 = 27 \div 36$ ).

Выходная частота 2-й декады в килогерцах может быть записана в виде:

$$F_2 = \frac{f_2 + F_2}{10} = \frac{N_2 \cdot 100}{10} + \frac{N_1 \cdot 100}{10^2} + \frac{F_1}{10^2} = (N_2 \cdot 10 + N_1) + \frac{F_1}{10^2} = 300 \div 399 \text{ кГц}. \quad (2.44)$$

Таким образом, в данном примере частота на выходе 2-й декады может принимать одно из 100 значений и изменяться с шагом 1 кГц. Увеличивая число декад, можно продолжить дробление шага сетки до необходимой величины.

Для синтезаторов с одним опорным генератором напряжения частот  $F_1$  (в примере 300 кГц) и  $f_0$  (в примере 100 кГц) должны формироваться из частоты опорного генератора методом прямого синтеза заданной частоты. В схеме, изображенной на рис. 2.12, в каждом умножителе следует иметь перестраиваемый полосовой фильтр или 10 переключаемых фильтров. В практических схемах для сокращения числа контуров целесообразно в отдельных каскадах получить одновременно все 10 частот и с помощью переключателей или электронных ключей коммутировать необходимое напряжение на соответствующую декаду.

Структурная схема такого синтезатора [16] приведена на рис. 2.13. В схеме из напряжения опорного генератора  $\Gamma_0$ , рабо-

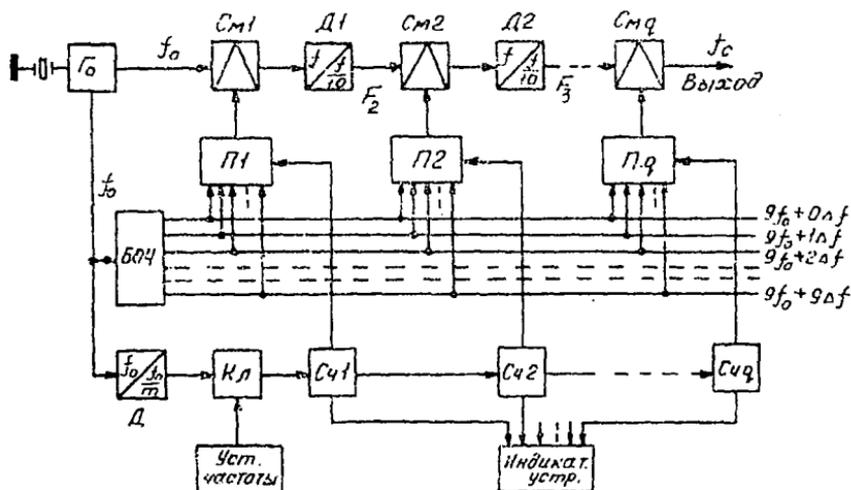


Рис. 2.13.

тающего на частоте  $f_0$ , в блоке опорных частот (БОЧ) получается 10 напряжений с частотами  $(N-1)f_0 + n\Delta f$ , где  $n=0, 1, 2, \dots, 9$ .

Напряжения БОЧ на декадные смесители выбираются переключателями  $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_q$ . Частота на выходе 1-го смесителя  $SM1$ :

$$f_0 + (N-1)f_0 + n_1\Delta f = Nf_0 + n_1\Delta f$$

и на выходе 1-го делителя:

$$F_2 = \frac{Nf_0 + n_1\Delta f}{10}$$

При  $N=10$ :

$$F_2 = f_0 + \frac{n_1 \Delta f}{10}.$$

Частота на выходе синтезатора при  $q$  декадах (в последней декаде делитель на 10 отсутствует) определится выражением:

$$f_c = 10f_0 + n_q \Delta f + \frac{n_{q-1} \Delta f}{10} + \dots + \frac{n_1 \Delta f}{10^{q-1}}, \quad (2.45)$$

где  $n_i = 0, 1, 2, \dots, 9$  ( $i = 1, 2, \dots$ ).

Если, например,  $\Delta f = 100$  кГц и  $q = 5$ , то можно получить сетку частот с шагом 10 Гц.

Эта система позволяет быстро изменять выходную частоту синтезатора, в том числе и дистанционно. Для дистанционного управления могут использоваться элементы, изображенные в нижней части рис. 2.13. Они включают в себя: делитель частоты опорного генератора  $D$ , декадные счетчики  $Cч1, Cч2, \dots, Cчq$ , ключевую схему  $Kл$  и систему индикации. Декадные счетчики управляют соответствующими переключателями выбора частот блока опорных частот БОЧ. Это означает, что номер  $n_i$  в частоте  $9f_0 + n_i \Delta f$ , выбираемой переключателем  $П_i$ , определяется состоянием счетчика  $Cчi$ .

Для дистанционной перестройки все декадные счетчики должны быть установлены в исходное нулевое состояние. Ключевая схема по команде должна пропустить на декадные счетчики нужное число импульсов. Например, при пяти декадах и  $\Delta f = 100$  кГц, если пропущено 27 813 импульсов, выходная частота синтезатора

$$f_c = 10f_0 + 278,13 \text{ кГц.}$$

Если импульсы на декадные счетчики пропускать непрерывно, синтезатор будет перестраиваться на все частоты. Скорость перестройки будет зависеть от числа декад и частоты управляющих импульсов. Для изменения шага перестройки часть декадных счетчиков можно исключать. Все изменения частоты будут при этом отображаться на индикаторном устройстве.

Делители частоты на выходе декадных преобразователей способствуют снижению уровня побочных колебаний. При делении частоты пропорционально уменьшаются паразитная девиация частоты, индекс модуляции и уровень побочных колебаний. При делении в 10 раз отношение сигнал/помеха улучшается в 10 раз, т. е. на 20 дБ. Поэтому в схемах с идентичными декадами уровень побочных колебаний в основном определяется последними декадами.

По этой же причине нецелесообразно для расширения диапазона частот синтезатора в выходной декаде применять умножение частоты.

## ГЛАВА 3

### СИНТЕЗАТОРЫ С ЧАСТОТНОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ

#### § 3.1. Основные соотношения при частотной автоподстройке

Структурная схема, поясняющая идею частотной автоподстройки, изображена на рис. 3.1. В этой схеме частота  $f_{Г1}$  подстраивается

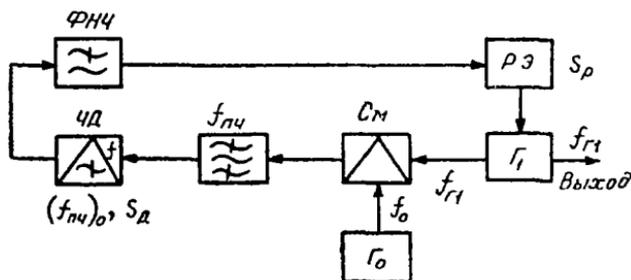


Рис. 3.1.

мого генератора  $\Gamma_1$  преобразуется (суммируется) с частотой  $f_0$  опорного генератора  $\Gamma_0$  в смесителе  $См$ . Напряжение промежуточной частоты  $f_{пч}$ , определяемой выражением  $f_{пч} = |f_{Г1} - f_0|$ , усиливается, ограничивается (усилитель и ограничитель на схеме для простоты не показаны) и подается на частотный детектор. Выходное напряжение частотного детектора (дискриминатора) через  $\Phi НЧ$  и реактивный элемент  $\rho Э$  изменяет частоту генератора  $f_{Г1}$  так, что начальная расстройка генератора по отношению к номинальному значению промежуточной частоты  $f_{пч0}$  уменьшается.

Тракт приведения в данном случае состоит из опорного генератора  $\Gamma_0$ , смесителя и каскадов усиления промежуточной (разностной) частоты. Эталонном является нулевая частота частотного детектора  $f_{пч0}$ , при которой постоянное напряжение на выходе частотного детектора равно нулю. Сравнение эталонной и приведенной частот  $f_{пч0}$  и  $f_{пч}$  осуществляется в частотном детекторе. Эффективность ЧАП характеризуется коэффициентом автоподстройки или выигрышем.

Коэффициент выигрыша  $\beta$  для систем с электронной подстройкой представляет собой отношение начальной расстройки генера-

тора  $\Delta f_1$ , которая была до срабатывания ЧАП, к остаточной  $\Delta f_2$ :

$$\beta = \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2}. \quad (3.1)$$

Определим зависимости, связывающие параметры элементов схемы ЧАП и коэффициента выигрыша  $\beta$  [11].

Дискриминатор и управляющий элемент характеризуются статическими характеристиками. Статическая характеристика дискриминатора

$$U = F_1(\Delta f) \quad (3.2)$$

представляет собой зависимость напряжения на выходе от расстройки промежуточной частоты на входе относительного номинала (рис. 3.2а).

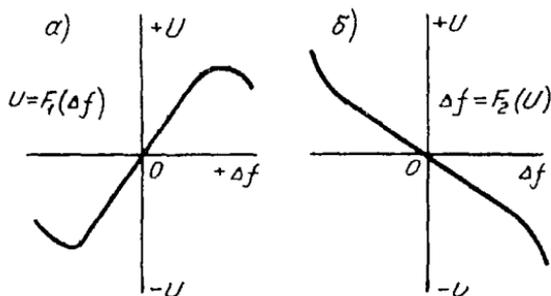


Рис. 3.2.

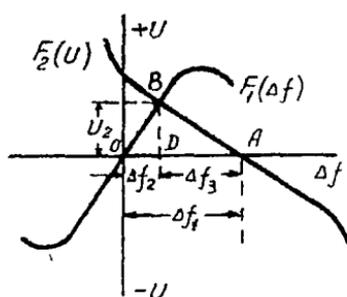


Рис. 3.3.

Под статической характеристикой реактивного элемента

$$\Delta f = F_2(U) \quad (3.3)$$

понимают зависимость изменения частоты подстраиваемого генератора от изменения напряжения на входе реактивного элемента (рис. 3.2б). Для удобства последующих рассуждений аргумент функции  $U$  нанесен на оси ординат, а функция  $\Delta f$  — на оси абсцисс.

Для того, чтобы определить стационарное состояние системы, необходимо решить совместно уравнения (3.2) и (3.3). Если начальная расстройка равна  $\Delta f_1$ , компенсированная часть —  $\Delta f_3$  и остаточная расстройка —  $\Delta f_2$ , то должно выполняться равенство:

$$\Delta f_1 = \Delta f_2 + \Delta f_3. \quad (3.4)$$

Приняв точку  $A$  (рис. 3.3) за начало координат для функции  $\Delta f = F_2(U)$ , строим эту функцию. Точка  $B$  пересечения двух кривых  $\Delta f = F_2(U)$  и  $U = F_1(\Delta f)$  и дает искомое решение.

Полагая, что начальные участки кривых могут быть аппроксимированы прямыми, одна из которых проходит через начало коор-

динат, а другая через точку  $A$ , имеем:

$$U = S_d \Delta f; \quad (3.5)$$

$$\Delta f = S_p U + \Delta f_1, \quad (3.6)$$

где  $S_d = \frac{dF_1}{dU}$  и  $S_p = \frac{dF_2}{d\Delta f}$  — крутизна частотного детектора и реактивного элемента (в данном случае  $S_p < 0$ ).

Решая совместно уравнения (3.5) и (3.6), находим

$$\Delta f_2 = S_p S_d \Delta f_2 + \Delta f_1, \quad (3.7)$$

откуда  $\Delta f_1 = \Delta f_2 (1 - S_p S_d)$  и выигрыш

$$\beta = \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2} = 1 - S_p S_d. \quad (3.8)$$

Таким образом, чтобы коэффициент автоподстройки был больше единицы, должно выполняться условие:

$$S_p S_d < 0, \quad (3.9)$$

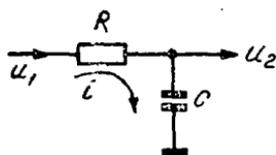


Рис. 3.4.

т. е. крутизна частотного детектора и реактивного элемента должны иметь разные знаки.

С учетом (3.9), иногда (3.8) записывают в виде:

$$\beta = 1 + S_p S_d, \quad (3.10)$$

где под  $S_p$  и  $S_d$  понимаются абсолютные величины крутизны управляющего элемента и частотного детектора. В реальных системах коэффициент выигрыша  $\beta = 10 \div 20$ .

Компенсированная часть начальной расстройки  $\Delta f_3$  будет равна

$$\Delta f_3 = \Delta f_1 - \Delta f_2 = \Delta f_1 - \frac{\Delta f_1}{\beta} = -\Delta f_1 \frac{S_p S_d}{1 - S_p S_d}. \quad (3.11)$$

Рассмотрим процесс установления частоты в системе ЧАП. Для этого должен быть известен тип фильтра, включенный на выходе частотного детектора. Обычно в системах с ЧАП используется интегрирующая цепочка  $RC$  (рис. 3.4), для которой

$$U_1 = U_2 + iR. \quad (3.12)$$

Учитывая, что  $U_2 = \frac{1}{C} \int i dt$ , получаем

$$i = C \frac{dU_2}{dt}. \quad (3.13)$$

Подставляя (3.13) в (3.12), имеем  $U_1 = U_2 + RC \frac{dU_2}{dt}$ , откуда коэффициент передачи фильтра

$$D(t) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{RC}{U_2} \frac{dU_2}{dt}}. \quad (3.14)$$

Выведем дифференциальное уравнение системы ЧАП [11]. Для этого положим, что частота генератора отличается от стационарного состояния на величину  $\Delta f$ . Тогда на выходе частотного детектора появится дополнительное напряжение

$$U_1 = S_n \Delta f, \quad (3.15)$$

а напряжение на входе реактивного элемента будет равно

$$U_2 = U_1 D(t) = \Delta f S_n D(t). \quad (3.16)$$

С другой стороны, изменение частоты генератора  $\Delta f$  определяется выражением

$$\Delta f = U_p S_p. \quad (3.17)$$

Из (3.16) и (3.17) будем иметь:

$$U_2 = U_p S_p S_n D(t) \quad \text{или} \quad 1 - S_p S_n D(t) = 0. \quad (3.18)$$

Подставляя вместо  $D(t)$  его значение из (3.14) и учитывая, что  $U_2 = \frac{\Delta f}{S_p}$ , получаем:

$$1 - \frac{S_p S_n}{1 + \frac{RC}{\Delta f} \frac{d\Delta f}{dt}} = 0; \quad (3.19)$$

$$\frac{1 - S_p S_n}{RC} dt = - \frac{d\Delta f}{\Delta f}. \quad (3.20)$$

Интегрируя это выражение и полагая, что при  $t=0$  начальное отклонение частоты от состояния равновесия равно  $\Delta f_0$ , находим

$$\Delta f = \Delta f_0 \cdot e^{-\frac{1 - S_p S_n}{RC} t}. \quad (3.21)$$

Таким образом, отклонение частоты от стационарного состояния, возникшее в системе, убывает по экспоненциальному закону. По-

стоянная процесса установления частоты

$$\tau = \frac{RC}{1 - S_p S_d}. \quad (3.22)$$

В нашем случае в момент включения системы расстройка по отношению к установившемуся состоянию равна  $\Delta f_3$  (см. рис. 3.3). Поэтому отклонение частоты генератора от номинала

$$\Delta f = \Delta f_2 + \Delta f_3 \cdot e^{-t/\tau}.$$

Подставив вместо  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  их значения из (3.7) и (3.11), с учетом (3.8) имеем

$$\Delta f = \frac{\Delta f_1}{1 - S_p S_d} - \frac{\Delta f_1 S_p S_d}{1 - S_p S_d} \cdot e^{-t/\tau} = \frac{\Delta f_1}{1 - S_p S_d} (1 - S_p S_d \cdot e^{-t/\tau}). \quad (3.23)$$

Как и следовало ожидать,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta f = \frac{\Delta f_1}{1 - S_p S_d}.$$

### § 3.2. Подавление побочных колебаний при частотной автоподстройке

Побочные колебания в схемах ЧАП могут возникать в основном на выходе опорного и подстраиваемого генераторов. В опорном генераторе побочные колебания могут быть, например, следствием неполностью отфильтрованных гармоник или комбинационных составляющих; в подстраиваемом генераторе побочные колебания могут возникать по причине наводок, недостаточной фильтрации питающих напряжений или тряски.

Положим, что побочное колебание возникло в опорном генераторе, т. е. наряду с основным сигналом опорного генератора с частотой  $f_0$  и амплитудой  $U_{m0}$  действует побочное колебание с частотой  $f_0 + F$  и амплитудой  $\Delta U_{m0}$ . При этом

$$U_{m0} \gg \Delta U_{m0}. \quad (3.24)$$

В кольце ЧАП, так же как и в схемах прямого синтеза, всегда имеются каскады, работающие в режиме ограничения. В частности, ограничитель включается на входе частотного детектора. Поэтому интерес представляет только изменение частоты опорного генератора.

Изменение фазы напряжения опорного генератора в результате биений происходит по закону:

$$\varphi \cong \frac{\Delta U_{m0}}{U_{m0}} \cdot e^{j\varrho t}, \quad (3.25)$$

где  $\varrho = 2\pi F$ .

Следовательно, изменение частоты

$$\Delta\omega_0 = \frac{d\dot{\varphi}}{dt} = j\Omega \frac{\Delta\dot{U}_{m0}}{\dot{U}_{m0}} \cdot e^{j\Omega t}. \quad (3.26)$$

Таким образом, к смесителю от опорного генератора будет подаваться частотно-модулированный сигнал с девиацией частоты

$$\Delta f_{m0} = \frac{\Delta U_{m0}}{U_{m0}} F. \quad (3.27)$$

Положим, что в результате возникает паразитная девиация частоты подстраиваемого генератора, равная  $\Delta f_m$ . Девиация частоты на выходе смесителя будет  $\Delta f_{m0} + \Delta f_m$ , а напряжение на выходе фильтра нижних частот

$$\dot{U}_{m2} = (\Delta f_{m0} + \Delta f_m) S_d K_\Phi,$$

где  $K_\Phi = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}}$  — коэффициент передачи фильтра на частоте  $\Omega$ ; сдвиг фаз напряжений в каскадах усиления высокой и промежуточной частоты кольца ЧАП не учитывается.

Напряжение  $\dot{U}_{m2}$  вызовет, по предположению, девиацию частоты подстраиваемого генератора, равную  $\Delta f_m = \dot{U}_{m2} S_p$ . Тогда

$$(\Delta f_{m0} + \Delta f_m) S_p S_d K_\Phi = \Delta f_m. \quad (3.28)$$

Отсюда

$$\Delta f_{m0} = -\Delta f_m \left( 1 - \frac{1}{S_p S_d K_\Phi} \right), \quad (3.29)$$

и отношение девиаций частоты подстраиваемого и опорного генераторов

$$\xi = \frac{\Delta f_m}{\Delta f_{m0}} = -\frac{S_p S_d K_\Phi}{1 - S_p S_d K_\Phi} \quad \text{или} \quad \xi = \frac{\Delta f_m}{\Delta f_{m0}} = \left| -\frac{S_p S_d K_\Phi}{1 - S_p S_d K_\Phi} \right| \quad (3.30)$$

определяет подавление возникших побочных колебаний кольцом ЧАП.

Для простейшего фильтра  $RC$  (рис. 3.4) коэффициент передачи

$$K_\Phi = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{1}{1 + j\Omega RC} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega RC)^2}} \cdot e^{j\varphi_\Phi}, \quad (3.31)$$

где  $\varphi_\Phi = -\arctg \Omega RC$ .

Если расстройка мала, то  $(\Omega RC)^2 \ll 1$  и  $|K| \cong 1$ . Тогда при  $S_p S_\lambda \gg 1$ :

$$\xi = \frac{\Delta f_m}{\Delta f_{m0}} \cong 1,$$

т. е. паразитная девиация частоты опорного генератора полностью переходит на подстраиваемый генератор.

При больших расстройках  $(\Omega RC)^2 \gg 1$ :

$$K_\Phi \cong \frac{1}{\Omega RC}, \quad (3.32)$$

$$\xi = \frac{\Delta f_m}{\Delta f_{m0}} \cong \frac{S_p S_\lambda}{\Omega RC} \quad \text{или} \quad \Delta f_m \cong \Delta f_{m0} \frac{S_p S_\lambda}{\Omega RC}, \quad (3.33)$$

т. е. паразитная девиация частоты подстраиваемого генератора обратно пропорциональна расстройке побочного колебания  $\Omega$ .

Положим теперь, что побочное колебание возникло в *подстраиваемом* генераторе и его девиация частоты при разомкнутом кольце равна  $\Delta f'_m$ . Тогда, обозначая девиацию подстраиваемого генератора при замкнутом кольце через  $\Delta f''_m$ , без учета сдвига фаз во всех элементах кольца, кроме ФНЧ, можем записать:

$$\Delta f'_m + \Delta f'_m S_p S_\lambda K_\Phi = \Delta f''_m, \quad (3.34)$$

откуда подавление побочной модуляции в кольце ЧАП

$$\xi = \frac{\Delta f'_m}{\Delta f''_m} = \frac{1}{1 - S_p S_\lambda K_\Phi}.$$

При малых расстройках побочного колебания  $|K_\Phi| \cong 1$  и

$$\xi = \left| \frac{\Delta f'_m}{\Delta f''_m} \right| \cong \frac{1}{\beta} = \frac{1}{1 - S_p S_\lambda}. \quad (3.35)$$

Таким образом, если частота модуляции лежит в полосе прозрачности ФНЧ, кольцо ЧАП уменьшает в  $\beta$  раз паразитную девиацию частоты подстраиваемого генератора.

При больших расстройках побочного колебания, т. е. при высокой частоте модуляции  $|K_\Phi| \ll 1$ :

$$\xi = \left| \frac{\Delta f'_m}{\Delta f''_m} \right| \cong 1, \quad (3.36)$$

и кольцо ЧАП практически не устраняет паразитной модуляции частоты подстраиваемого генератора.

### § 3.3. Примеры схем синтезаторов с частотной автоподстройкой

Схемы синтезаторов с частотной автоподстройкой обладают сравнительно невысокой стабильностью частоты, так как в них всегда сохраняется остаточная расстройка подстраиваемого генератора. При низкой частоте среза ФНЧ частотная автоподстройка уменьшает только медленные изменения частоты генератора. Быстрые изменения частоты практически не устраняются, и кратковременная стабильность частоты определяется параметрами самого подстраиваемого генератора без учета действия кольца автоподстройки.

Поэтому частотная автоподстройка используется обычно в качестве вспомогательной. Синтезаторы с частотной автоподстройкой находят себе применение в случае, когда не требуется высокая стабильность частоты, например в радиорелейных станциях с частотной модуляцией и частотным уплотнением. Сигнал этих станций занимает широкую полосу частот. Элементарные подсчеты показывают, что для возбужденителей и гетеродинов здесь допустима относительная нестабильность (в зависимости от числа каналов и диапазона частот) порядка  $(50 \div 200) \cdot 10^{-6}$ . Такие нестабильности могут быть достигнуты в синтезаторах с ЧАП. Идея работы всех диапазонных синтезаторов с ЧАП сводится к использованию в тракте приведения гармоник опорного генератора [13].

Рассмотрим несколько примеров таких синтезаторов.

Вариант структурной схемы синтезатора приведен на рис. 3.5.

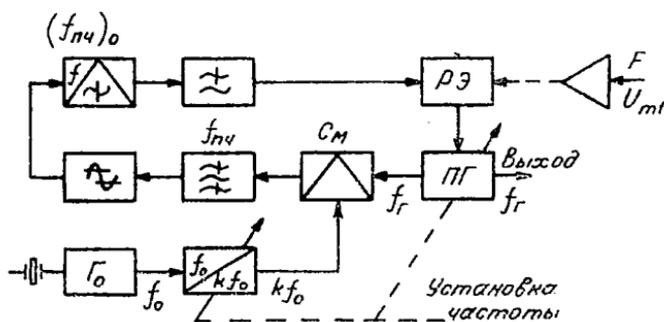


Рис. 3.5.

В этой схеме напряжение частоты  $f_0$  подстраиваемого генератора ПГ преобразуется в смесителе СМ с напряжением частоты  $f_y = kf_0$ . Следовательно, для приведения частоты подстраиваемого генератора к эталонному значению используются гармоники опорного генератора  $\Gamma_0$ , стабилизированного кварцем. Промежуточная частота на выходе смесителя будет

$$f_{нч} = f_r - f_y = f_r - kf_0. \quad (3.37)$$

Очевидно, что нулевая частота частотного детектора  $f_{\text{пч0}}$  должна совпадать с номинальным значением промежуточной частоты.

При перестройке генератора промежуточная частота образуется поочередно с разными гармониками опорного генератора и срабатывает система ЧАП. При точной настройке подстраиваемого генератора его частота будет определяться выражением

$$f_r = kf_0 + f_{\text{пч0}} \quad (3.38)$$

Таким образом, система выполняет функции фильтра и позволяет выделить частоту, отличающуюся на постоянную величину от заданной гармоники опорного генератора. Фактически всегда сохраняется остаточная расстройка, зависящая от начальной и коэффициента автоподстройки  $\beta$ . Выходная частота определяется заданной гармоникой, нулевой частотой частотного детектора и при известной начальной расстройке выигрышем системы ЧАП.

Описанная структурная схема может быть использована в 1-м гереродине приемника или в возбuditеле передатчика. Модуляция по частоте в последнем случае осуществляется с помощью отдельного блока *БВИ* (см. рис. 1.3) или непосредственно в синтезаторе.

Для частотной модуляции в синтезаторе модулирующее напряжение можно подавать на реактивный элемент (см. пунктир на рис. 3.5). При этом частота среза фильтра нижних частот  $F_{\text{ср}}$  в петле ЧАП должна удовлетворять условию

$$F_{\text{ср}} \ll (F_{\text{мод}})_{\text{мин}}$$

где  $(F_{\text{мод}})_{\text{мин}}$  — минимальная частота модулирующего напряжения. Тогда в соответствии с (3.36) кольцо ЧАП не устраняет частотной модуляции.

Однако рассматриваемая схема не позволяет получить малый шаг сетки частот. Причина заключается в том, что полоса пропускания тракта ПЧ должна соответствовать ширине спектра частотно-модулированных колебаний.

На рис. 3.6а, в изображены две характеристики избирательного тракта УПЧ при широкой полосе пропускания  $2\Delta f_1$  (кривая 1) и при узкой полосе  $2\Delta f_2$  (кривая 2). Изменение частоты колебаний при модуляции ПГ синусоидальным напряжением частоты  $F = \frac{1}{T}$  показано на рис. 3.6б. Кривая 3 на этом рисунке относится к девиации  $\Delta f_{m_1}$ , кривая 4 — к девиации  $\Delta f_{m_2}$ . Спектры колебаний для  $m_{f_1} = \frac{\Delta f_{m_1}}{F} \geq 3$  и  $m_{f_2} = \frac{\Delta f_{m_2}}{F} \leq 0,4$ , где  $m_{f_1}$  и  $m_{f_2}$  — индексы модуляции, приведены на рис. 3.6г, д.

Полоса пропускания тракта УПЧ кольца ЧАП при большой девиации частоты  $\Delta f_{m_1}$  должна выбираться из условия

$$2\Delta f_c \geq 2F_{\text{макс}}(m_f + 1), \quad (3.39)$$

где  $F_{\text{макс}}$  — максимальная частота модулирующего напряжения. Этому условию отвечает характеристика избирательности 1.

Если уменьшить полосу пропускания до  $2\Delta f_2$  (кривая 2), то в полосу пропускания будут попадать не все составляющие ЧМ колебания (см. рис. 3.6з), и в отдельные части периода  $T$  частота

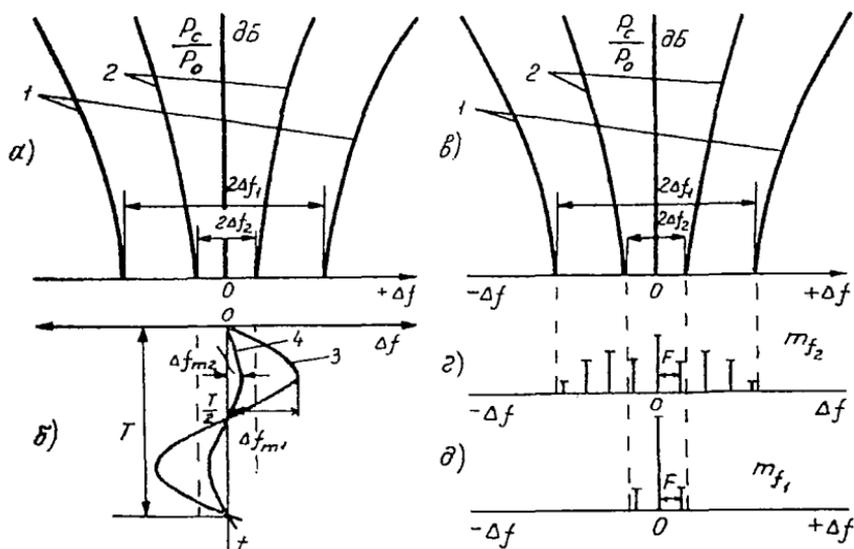


Рис. 3.6.

подстраиваемого генератора будет выходить из пределов полосы пропускания тракта. Это поведет к сокращению полосы удержания системы ЧАП. При асимметрии характеристики избирательности (что практически всегда имеет место), даже при точном совпадении среднего значения промежуточной частоты с номиналом ( $f_{\text{пч}} = f_{\text{пч0}}$ ), на нагрузке частотного детектора может возникнуть постоянное напряжение. В результате подстраиваемый генератор будет расстраиваться относительно номинала.

С другой стороны, при широкой полосе пропускания крутизна скатов кривой избирательности уменьшается. Для исключения ложной настройки подстраиваемого генератора, что соответствует получению промежуточной частоты с соседней гармоникой умножителя, приходится выбирать большой интервал между соседними настройками, т. е. большой шаг сетки.

Одним из путей, позволяющих сократить шаг сетки, является использование обратной связи на частоте. Структурная схема, реализующая этот принцип, приведена на рис. 3.7 [15, 21].

В этой схеме одновременно с модуляцией подстраиваемого генератора ( $\PiГ$ ) также по частоте модулируется выходной сигнал

умножителя. В результате девняция сигнала по промежуточной частоте уменьшается:

$$\Delta f_{m\text{ пч}} = \Delta f_{mг} - \Delta f_{mу}, \quad (3.40)$$

где  $\Delta f_{m\text{ пч}}$ ,  $\Delta f_{mг}$  и  $\Delta f_{mу}$  — девиации напряжений промежуточной частоты, генератора и умножителя соответственно.

Если положить  $\Delta f_{mг} = \Delta f_{m1}$ ,  $\Delta f_{m\text{ пч}} = \Delta f_{m2}$ , то при  $m_{f_0} \leq 0,4$  ширина спектра в тракте ПЧ составит  $2F = 2F_{\text{макс}}$  (см. рис. 3.6д). Полосу пропускания тракта можно уменьшить до  $2\Delta f$  и соответственно сократить шаг сетки рабочих частот.

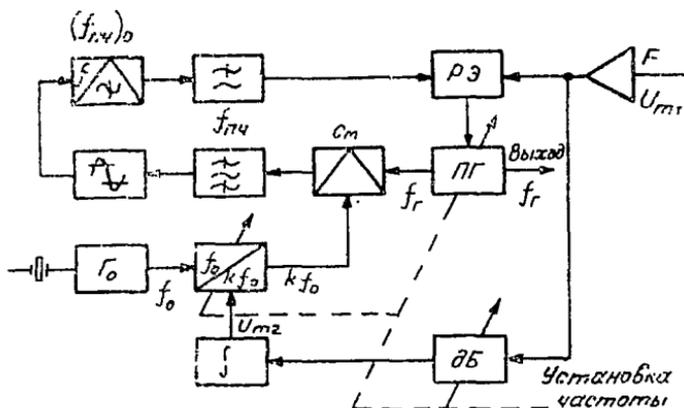


Рис. 3.7.

Процесс получения напряжения, модулированного по частоте, на выходе умножителя аналогичен получению импульсов, модули-

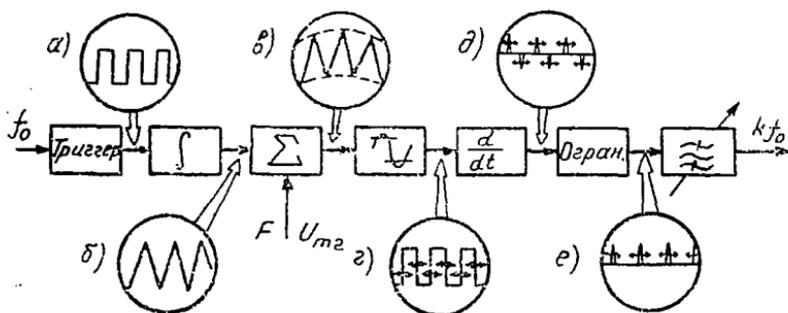


Рис. 3.8.

рованных по фазе. Для схемы рис. 3.7 этот процесс показан на рис. 3.8. Умножитель на рис. 3.7 эквивалентен всей схеме рис. 3.8; в окружностях последнего показаны осциллограммы напряжений в соответствующих точках.

Синусоидальное напряжение частоты  $f_0$  с помощью триггера преобразуется в прямоугольные импульсы равной длительности (рис. 3.8а), а затем в интеграторе прямоугольные импульсы превращаются в пилообразные (рис. 3.8б). В суммирующем устройстве пилообразные импульсы складываются с модулирующим напряжением  $U_{m2}$  (рис. 3.8в). При этом выполняется условие  $F \ll f_0$ , где  $F$  — частота модулирующего напряжения. После ограничения и усиления получаются прямоугольные импульсы, длительность которых изменяется по закону модулирующего напряжения. Изменения положений фронтов импульсов показаны стрелками на рис. 3.8г.

В последующих каскадах осуществляется дифференцирование импульсов, модулированных по длительности, и исключаются импульсы одной из полярностей. На рис. 3.8е показан случай, когда сохраняются положительные импульсы. Эти импульсы будут модулированы по фазе, т. е. отклонение импульсов  $\Delta t_m$  от их среднего положения пропорционально модулирующему напряжению  $U_{m2}$  на входе суммирующего каскада:

$$\Delta t_m = aU_{m2}, \quad (3.41)$$

где  $a$  — коэффициент пропорциональности.

Определим вид колебаний, которые будут на выходе умножителя. При большой скважности импульсов и выполнении условия  $F_{\max} \ll f_0$  допустимы следующие рассуждения. Немодулированные импульсы могут быть разложены в ряд Фурье, составляющие которого будут иметь частоты, кратные частоте  $f_0$ , т. е. частоты  $kf_0$ , где  $k = 1, 2, 3, \dots$  — номер гармоники разложения.

Период  $k$ -той гармоники  $T_k$  может быть найден из выражения:

$$T_k = \frac{1}{kf_0} = \frac{T_0}{k}, \quad (3.42)$$

где  $T_0 = \frac{1}{f_0}$  — период основного колебания.

Сумма всех указанных гармоник разложения в ряд Фурье дает, очевидно, немодулированные импульсы. При медленной модуляции импульсов по фазе с максимальной девиацией  $\Delta t_m$  и выполнении указанных выше условий все гармоники в разложении также должны изменять свое положение на временной оси на величину  $\Delta t_m$  по закону модуляции. В любой момент сумма всех гармоник должна давать исходные импульсы, модулированные по фазе. Максимальное отклонение фазы  $k$ -той гармоники  $\Phi_{mk}$ :

$$\Phi_{mk} = \frac{2\pi}{T_k} \Delta t_m. \quad (3.43)$$

Заменяя  $\Delta t_m$  и  $T_k$  их значениями из (3.41) и (3.42), получаем

$$\Phi_{mk} = \frac{2\pi \Delta t_m k}{T_0} = \frac{a 2\pi k U_{m2}}{T_0}. \quad (3.44)$$

Максимальное отклонение фазы колебания, измеренное в радианах, равно индексу модуляции. Для  $k$ -той гармоники  $\Phi_{mk} = m_{fk}$ . Тогда для девиации частоты  $k$ -той гармоники, выделяемой в множителе, можем записать:

$$\Delta f_{mk} = F m_{fk} = \frac{2\pi a}{T_0} U_{m2} k F. \quad (3.45)$$

Отсюда видно, что девиация  $k$ -той гармоники пропорциональна ее номеру, частоте модулирующего напряжения  $F$  и его амплитуде  $U_{m2}$  на входе суммирующего устройства.

При частотной модуляции девиация частоты подстраиваемого генератора ПГ  $\Delta f_m$  постоянна и не зависит от частоты модулирующего напряжения  $F$  и частоты генератора  $f_r$ . Отсюда следует, что для постоянства девиации частоты в тракте ЧАП необходимо обеспечить постоянство девиации частоты выделяемой  $k$ -той гармоники. Это может быть достигнуто с помощью интегратора и аттенюатора, которые должны быть включены между усилителем модулирующего напряжения и множителем (рис. 3.7). Вариант электрической схемы простейшего интегратора, объединенного с аттенюатором, изображен на рис. 3.9.

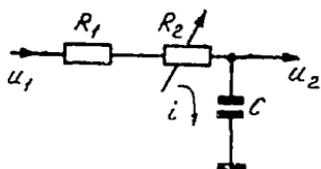


рис. 3.9.

Напряжение на выходе схемы  $U_2$  может быть записано в виде:

$$U_2 = \frac{1}{C} \int i dt, \quad (3.46)$$

где  $i$  — ток в цепи. При  $U_{m2} \ll U_{m1}$

$$i \cong \frac{U_1}{R_1 + R_2}.$$

Тогда

$$U_2 \cong \frac{1}{(R_1 + R_2) C} \int U_1 dt.$$

При  $U_1 = U_{m1} \cos \Omega t$ :

$$U_2 \cong \frac{U_{m1} \sin \Omega t}{(R_1 + R_2) C \Omega}$$

или

$$U_{m2} \cong \frac{U_{m1}}{(R_1 + R_2) C \Omega}. \quad (3.47)$$

Подставляя (3.47) в (3.45), находим

$$\Delta f_{mk} = \frac{akU_{m1}}{(R_1 + R_2) CT_0}. \quad (3.48)$$

Таким образом, применение интегрирующего контура, напряжённое на выходе которого обратно пропорционально частоте, позволило устранить зависимость девиации от частоты модулирующего напряжения. Физически это соответствует переходу от фазовой модуляции к частотной. Устранение зависимости девиации частоты от номера выделяемой гармоники  $k$  достигается изменением сопротивления  $R_2$  одновременно с перестройкой генератора ПГ.

При  $f_{пч} \ll f_{г}$ , что практически всегда имеет место, можно полагать, что номер выделяемой гармоники  $k$  пропорционален частоте генератора, т. е.

$$k_f = \frac{f_{г \text{ макс}}}{f_{г \text{ мин}}} \cong \frac{k_{\text{макс}}}{k_{\text{мин}}}, \quad (3.49)$$

где  $k_f$  — коэффициент перекрытия подстраиваемого генератора по частоте.

Полагая, что на минимальной частоте  $(f_{г})_{\text{мин}}$  сопротивление  $R_2 = 0$ , для девиаций частоты, выделяемых в умножителе гармоник, на максимальной и минимальной частотах подстраиваемого генератора можно записать:

$$(\Delta f_m)' = \frac{ak_{\text{макс}}}{T_0} \frac{U_{m1}}{(R_1 + R_2)C}; \quad (3.50)$$

$$(\Delta f_m)'' = \frac{ak_{\text{мин}}}{T_0} \frac{U_{m1}}{R_1 C}. \quad (3.51)$$

Для равенства девиаций должно выполняться условие:

$$\frac{k_{\text{макс}}}{R_1 + R_2} = \frac{k_{\text{мин}}}{R_2} \quad \text{или} \quad \frac{k_{\text{макс}}}{k_{\text{мин}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cong k_f. \quad (3.52)$$

Например, при коэффициенте перекрытия по частоте  $k_f = 1,5$ :

$$R_1 = 1,5R_2 + R_2 \quad \text{или} \quad R_1 = 0,5R_2.$$

Полосовой перестраиваемый фильтр на выходе умножителя (рис. 3.8) служит для подавления гармоник с частотами

$$f_{\text{зерк}} \cong kf_0 + 2f_{пч}. \quad (3.53)$$

Эти гармоники, преобразуясь с частотой подстраиваемого генератора, могут давать составляющие с частотами, близкими к промежуточной.

## ГЛАВА 4

### КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СХЕМЫ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ

#### § 4.1. Метод компенсации

В схемах прямого синтеза, рассмотренных во второй главе, выделение нужной частотной составляющей осуществлялось фильтрами на выходе каждого смесителя. Эти фильтры, будучи перестраиваемыми, переключаемыми или неперестраиваемыми широкополосными, не могут обеспечить высокое подавление побочных составляющих вне полосы пропускания. Кроме того, особенность схем прямого синтеза такова, что побочные составляющие при работе в диапазоне частот могут попадать непосредственно в полосу фильтра.

В схеме компенсации для выделения нужного компонента его частота каждый раз приводится к одной и той же частоте, что позволяет выполнить фильтр с высокой избирательностью. Это существенно повышает подавление нежелательных компонент.

Структурная схема, поясняющая идею компенсации, приведена на рис. 4.1. В ней из напряжения кварцевого генератора частоты

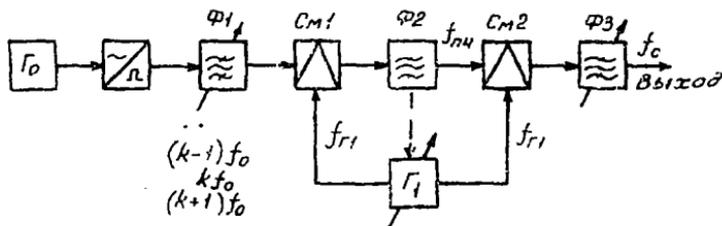


Рис. 4.1.

в умножителе образуются гармоники  $\dots, (k-1)f_0, kf_0, (k+1)f_0, \dots$ . Положим, что частоты гармоник совпадают с требуемой сеткой и, следовательно, частота генератора  $f_0$  равна шагу сетки.

Фактически на выходе умножителя будет одновременно присутствовать ряд гармоник, и при большом номере выделить нужную гармонику, подавив остальные, достаточно сложно. В схеме компенсации эта задача решается двойным преобразованием частоты.

При первом преобразовании частоты выделяемая составляющая  $kf_0$  приводится к частоте узкополосного фильтра  $\Phi_2$ , включенного

на выходе первого смесителя  $СМ1$  и настроенного на частоту  $f_{пч}$ :

$$f_{пч} = f_{г1} - f_k, \quad (4.1)$$

где  $f_{г1}$  — частота вспомогательного генератора, а  $f_k = kf_0$  — частота  $k$ -той гармоники.

Фильтр  $\Phi_2$  обеспечивает подавление составляющих, близких по частоте к  $f_{пч}$ . Эти составляющие могут возникнуть за счет преобразования соседних с выделяемой гармоник  $f_{k+1}, f_{k+2}, \dots, f_{k-1}, f_{k-2}, \dots$  с частотой гетеродина  $f_{г1}$ .

При втором преобразовании частоты вновь используется напряжение вспомогательного генератора. Контуры на выходе второго смесителя настраиваются на частоту  $f_c$ , которая определяется выражением

$$f_c = f_{г1} - f_{пч}, \quad (4.2)$$

или, подставляя вместо  $f_{пч}$  ее значение из (4.1):

$$f_c = f_{г1} - f_{г1} + kf_0 = kf_0. \quad (4.3)$$

Для выделения другой составляющей, например  $(k+1)f_0$ , необходимо перестроить вспомогательный генератор  $Г1$  так, чтобы промежуточная частота образовалась в результате преобразования измененной частоты генератора  $f'_{г1}$  и составляющей  $(k+1)f_0$ , т. е.

$$f_{пч} = f'_{г1} - (k+1)f_0. \quad (4.4)$$

Аналогично предыдущему при втором преобразовании частоты получим

$$f_c = f'_{г1} - f'_{г1} + (k+1)f_0 = (k+1)f_0. \quad (4.5)$$

Таким образом, перестраивая генератор, можно поочередно выделить все составляющие сетки.

Частота напряжения на выходе схемы не зависит от частоты вспомогательного генератора, и стабильность выходной частоты полностью определяется опорным генератором  $\Gamma_0$ . Нестабильность частоты вспомогательного генератора автоматически исключается (компенсируется) в результате двукратного преобразования частоты; отсюда эти схемы и получили наименование компенсационных. Иногда их называют схемами с активными фильтрами.

Как уже отмечалось ранее, компенсационные схемы являются разновидностью схем анализа. На рис. 4.1 тракт приведения частоты генератора  $\Gamma_1$  к частоте узкополосного фильтра  $\Phi_2$  состоит из умножителя и смесителя  $СМ1$ .

Ошибка в значении частоты генератора переходит в значение частоты на выходе фильтра  $\Phi_2$  и устраняется при втором преобразовании частоты в смесителе  $СМ2$ .

(Компенсационная схема была впервые предложена В. И. Ювинским. За рубежом авторство схемы неправильно приписывают Вэдли, хотя работы [1, 2] были опубликованы за много лет до [7].)

Побочные составляющие в компенсационных схемах возникают при преобразованиях частоты. На выходе первого смесителя наиболее опасны побочные составляющие, частоты которых близки к промежуточной частоте  $f_{пч}$ . Причинами их возникновения могут быть:

1. Составляющие умножителя, частота которых близка к выделяемой. Например, при выделении  $k$ -той гармоники частоты  $kf_0$  опасны  $(k+1)$  и  $(k-1)$ -е гармоники с частотами, отличающимися от  $kf_0$  на интервал шага сетки  $f_0$ .

Возникновение указанных побочных составляющих иллюстрируется рис. 4.2, на котором по оси абсцисс отложена частота, а по

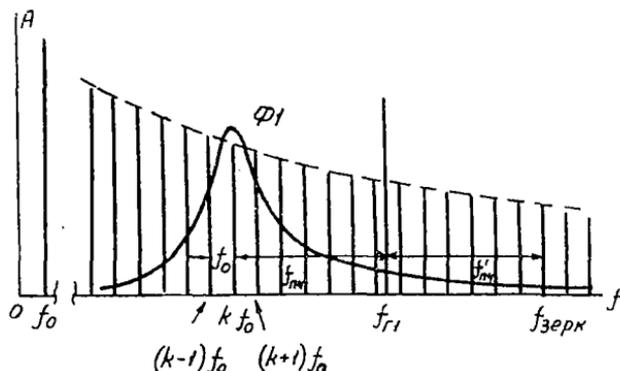


Рис. 4.2.

оси ординат амплитуды  $A$  отдельных составляющих на выходе умножителя, амплитуда генератора  $\Gamma_1$  и характеристика избирательности фильтра  $\Phi_1$ .

2. Составляющие умножителя, расположенные симметрично к выделяемой по отношению к частоте вспомогательного генератора. Эти составляющие по аналогии с супергетеродинным приемником называются зеркальными.

3. Разностные частоты гармоник вспомогательного гетеродина и умножителя частоты вида

$$|mf_{Г1} - if_0| \cong f_{пч}. \quad (4.6)$$

4. Разностные частоты гармоник на выходе умножителя

$$|nf_0 - pf_0| \cong f_{пч}. \quad (4.7)$$

Подавление побочных составляющих первого вида достигается включением в тракт промежуточной частоты фильтра  $\Phi_2$  с высокой избирательностью (рис. 4.3). Такими характеристиками обладают, например, кварцевые и магнитоотрицательные фильтры. Иногда частоты бесконечного затухания фильтров в тракте ПЧ выби-

рают равными  $f_{пч} \pm f_0$ , что обеспечивает подавление наиболее опасных составляющих.

Для зеркальных побочных составляющих промежуточная частота или частота  $f'_{пч}$ , близкая к ней, образуется по формуле

$$f'_{пч} = f_{зерк} - f_{r1} \cong f_{пч}, \quad (4.8)$$

откуда, учитывая, что для основного колебания  $f_{пч} = f_{r1} - kf_0$ , имеем

$$f_{зерк} - kf_0 \cong 2f_{пч}, \quad (4.9)$$

т. е. зеркальные составляющие отстоят от выделяемой на  $2\Delta f_{пч}$ .

Подавление зеркальных составляющих, так же как и в супергетеродинном приемнике, осуществляется контурами  $\Phi_1$  на входе первого смесителя (см. рис. 4.2). Эти контуры настраиваются на выделяемую частоту  $kf_0$ .

Два последних вида побочных колебаний имеют относительно меньшее значение, и их ослабление достигается выбором промежуточной частоты и режима смесителя. В частности, желательно, чтобы промежуточная частота не была кратна шагу  $f_0$  сетки частот.

К побочным составляющим на выходе второго смесителя относятся колебания вспомогательного генератора, второй боковой, зеркальной к выделяемой по отношению к частоте вспомогательного генератора  $f'_{зерк} = f_{r1} + f_{пч}$ , промежуточной частоты  $f_{пч}$  и ее гармоник  $lf_{пч}$ , комбинаций гармоник вспомогательного генератора и промежуточной частоты вида  $|rf_{r1} \pm qf_{пч}|$ .

Первые три вида побочных составляющих значительно отличаются от выделяемой частоты и подавляются фильтрами на выходе второго смесителя (рис. 4.4). Комбинационные составляющие,

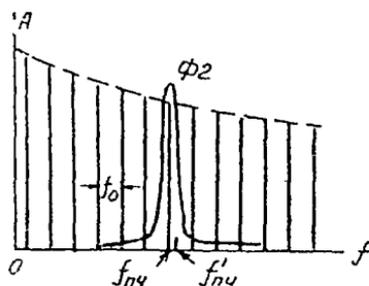


Рис. 4.3.

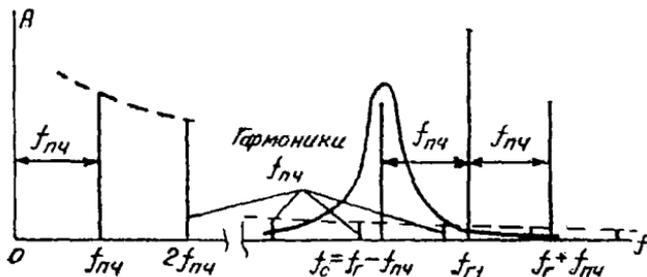


Рис. 4.4.

гармоники вспомогательного генератора и промежуточной частоты, а также гармоники промежуточной частоты могут быть близки к выделяемой частоте и, следовательно, фильтрами на выходе вто-

рого смесителя не будут ослаблены. Их подавление достигается правильным выбором частот и режима преобразования.

Снижение уровня побочных составляющих за счет гармоник промежуточной частоты может быть достигнуто с помощью «подставок» [49]. Суть его заключается в том, что перед выходным смесителем (смеситель  $СМ2$  на рис. 4.1) вводится дополнительное преобразование частоты вверх, для чего используется несущая (подставка), полученная из напряжения опорного генератора (рис. 4.5).

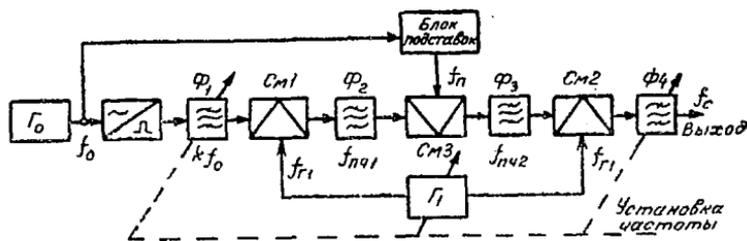


Рис. 4.5.

Преобразование выполняется по формуле

$$f_{пч2} = f_{п} + f_{пч1}, \quad (4.10)$$

где  $f_{п}$  — частота подставки и  $f_{пч1}$  — 1-я промежуточная частота.

Частота выходного сигнала образуется по формуле

$$f_c = f_{пч2} - f_{Г1} = f_{п} + f_{Г1} - k f_0 - f_{Г1} = f_{п} + k f_0. \quad (4.11)$$

Частоты  $f_{Г1}$  и  $f_{пч2}$  выбираются большими, чем выделяемая разностная частота  $f_c$ . Поэтому частоты их гармоник лежат выше, чем  $f_c$ .

Достоинство данной схемы заключается также в том, что смена поддиапазона может осуществляться изменением частот подставок и фильтров на выходе третьего смесителя.

Полосу пропускания узкополосного фильтра в тракте промежуточной частоты следует выбирать минимальной. Однако при отклонении частоты вспомогательного генератора вследствие нестабильности и неточности первоначальной установки частоты полученная по формуле (4.1) частота  $f_{пч1}$  должна оставаться в пределах полосы пропускания фильтра.

Если суммарная относительная нестабильность частоты вспомогательного генератора

$$\delta = \frac{\Delta f_{Г1}}{f_{Г1}}, \quad (4.12)$$

то полоса пропускания фильтра должна выбираться из условия

$$2\Delta f_{пч} \geq 2\delta f_{Г1}. \quad (4.13)$$

При этом, очевидно, шаг сетки должен удовлетворять условию

$$f_0 > \delta f_{г1}.$$

Сокращение требуемой полосы пропускания фильтра и получение меньшего шага сетки может быть достигнуто автоматической подстройкой частоты вспомогательного генератора. Для автоподстройки обычно используют напряжение промежуточной частоты, выделенное узкополосными фильтрами, или напряжение на частотный детектор снимают со входа узкополосного фильтра.

#### § 4.2. Побочные колебания при модуляции вспомогательного генератора

Компенсация нестабильности вспомогательного генератора после второго смесителя происходит только при медленных изменениях частоты. При быстрых изменениях частоты компенсация будет неполной и на выходе появятся побочные составляющие.

Для рассмотрения этого вопроса положим, что во вспомогательном генераторе имеется паразитная ЧМ с девиацией  $\Delta f_m$  и частотой  $F$ . Обозначим  $\Omega = 2\pi F$  и положим

$$\Delta\omega = \Delta\omega_m \sin \Omega t. \quad (4.14)$$

Изменение фазы колебаний на выходе первого смесителя относительно немодулированного колебания

$$\Delta\varphi_1 = \int \Delta\omega dt. \quad (4.15)$$

Изменение фазы на выходе фильтра  $\Phi_2$  (рис. 4.1) тракта компенсации:  $\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_\Phi$ , где  $\Delta\varphi_\Phi$  — сдвиг фаз в фильтре; изменение частоты на выходе фильтра

$$\Delta\omega_2 = \frac{d\Delta\varphi_2}{dt} = \frac{d\Delta\varphi_1}{dt} + \frac{d\Delta\varphi_\Phi}{dt} = \Delta\omega + \frac{d\Delta\varphi_\Phi}{dt}; \quad (4.16)$$

изменение частоты на выходе второго смесителя:

$$\Delta\omega_3 = \Delta\omega - \Delta\omega_2 = - \frac{d\Delta\varphi_\Phi}{dt}. \quad (4.17)$$

Обычно сдвиг фаз в фильтре определяют для стационарных условий, т. е. при очень медленных изменениях частоты. Будем полагать, что полученные таким образом данные справедливы, когда сигнал модулируется по частоте. Это допущение справедливо, пока изменения частоты можно считать медленными [13].

Фазовая характеристика фильтра  $\Delta\varphi_\Phi$  может быть разложена в ряд и представлена в виде:

$$\Delta\varphi_\Phi(\Delta\omega) = b_0 + b_1\Delta\omega + b_2(\Delta\omega)^2 + b_3(\Delta\omega)^3 + \dots, \quad (4.18)$$

где  $b_1, b_2, b_3$  — коэффициенты разложения.

Тогда, опуская знак минус в (4.17), поскольку нас будут интересовать в дальнейшем абсолютные изменения частоты, можем записать:

$$\Delta\omega_3 = \frac{d\Delta\varphi_\phi(\Delta\omega)}{dt} = b_1 \frac{d\Delta\omega}{dt} + b_2 \frac{d(\Delta\omega)^2}{dt} + b_3 \frac{d(\Delta\omega)^3}{dt} + \dots \quad (4.19)$$

и, учитывая (4.14), получаем

$$\begin{aligned} \Delta\omega_3 = & b_1 \Delta\omega_m \Omega \cos \Omega t + 2b_2 \Delta\omega_m^2 \Omega \sin \Omega t \cos \Omega t + \\ & + 3b_3 \Delta\omega_m^3 \Omega \sin^2 \Omega t \cos \Omega t + \dots \end{aligned} \quad (4.20)$$

После преобразований (4.20) имеем

$$\begin{aligned} \Delta\omega_3 = & \Delta\omega_m \Omega \left( b_1 \cos \Omega t + \frac{3}{4} b_3 \Delta\omega_m^2 \sin \Omega t \right) + \\ & + b_2 \Delta\omega_m^2 \Omega \sin 2\Omega t + \frac{3}{4} b_3 \Delta\omega_m^3 \Omega \sin 3\Omega t + \dots \end{aligned} \quad (4.21)$$

Первый член в (4.21) можно преобразовать к следующему виду:

$$\begin{aligned} & \Delta\omega_m \Omega \left( b_1 \cos \Omega t + \frac{3}{4} b_3 \Delta\omega_m^2 \sin \Omega t \right) = \\ & = \Delta\omega_m \Omega \sqrt{b_1^2 + \left( \frac{3}{4} b_3 \Delta\omega_m^2 \right)^2} \sin(\Omega t + \eta), \end{aligned} \quad (4.22)$$

где  $\eta = \operatorname{arctg} \frac{4b_1}{3b_3 \Delta\omega_m^2}$ .

Из (4.21) следует, что на выходе второго смесителя остается паразитная модуляция сигнала напряжением частоты  $\Omega$ . Кроме того, возникает паразитная модуляция с частотами  $2\Omega$ ,  $3\Omega$ , ...

Полагая паразитную модуляцию малой, для индексов модуляции  $m_{f_1}$ ,  $m_{f_2}$ ,  $m_{f_3}$  на частотах  $\Omega$ ,  $2\Omega$ ,  $3\Omega$  имеем:

$$m_{f_1} = \frac{\Delta f_{m1}}{F} = \Delta\omega_m \sqrt{b_1^2 + \left( \frac{3}{4} b_3 \Delta\omega_m^2 \right)^2}; \quad (4.23)$$

$$m_{f_2} = \frac{\Delta f_{m2}}{2F} = \frac{b_2 \Delta\omega_m^2}{2}; \quad (4.24)$$

$$m_{f_3} = \frac{\Delta f_{m3}}{3F} = \frac{b_3 \Delta\omega_m^3}{4}. \quad (4.25)$$

При этом каждому индексу модуляции на выходе второго смесителя будут соответствовать две боковые. Если в (4.21)

можно ограничиться только одним членом. т. е. положить  $b_i = 0$  ( $i \geq 2$ ), то на выходе сохраняются только несущая и две боковые с частотами  $\omega_c \pm \Omega$  и относительными амплитудами  $\frac{m_{f_1}}{2} = \frac{b_1 \Delta \omega_m}{2}$ .

Отношение девиации частоты на выходе второго смесителя к девиации частоты вспомогательного генератора

$$\frac{\Delta \omega_{m3}}{\Delta \omega_m} = b_1 \Omega. \quad (4.26)$$

Экспериментально проще вместо фазовой характеристики фильтра снимать характеристику группового времени пробега.

Групповое время пробега  $\tau = \frac{d\Delta\varphi_{\Phi}(\Delta\omega)}{d\Delta\omega}$  обычно хорошо аппроксимируется полиномом 2-й степени:

$$\tau = \frac{d\Delta\varphi_{\Phi}(\Delta\omega)}{d\Delta\omega} = b_1 + 2b_2\Delta\omega + 3b_3(\Delta\omega)^2 = \gamma_0 + \gamma_1 F + \gamma_2 F^2, \quad (4.27)$$

где:  $\Delta\omega = 2\pi F$ ;  $b_1 = \gamma_0$ ;  $4\pi b_2 = \gamma_1$ ;  $12\pi^2 b_3 = \gamma_2$ ;  $b_2 = \frac{\gamma_1}{4\pi}$  и  $b_3 = \frac{\gamma_2}{12\pi^2}$ .

Величины  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  находятся из экспериментально снятой характеристики группового времени пробега (рис. 4. 6). Для этого берутся две расстройки  $F'$  и  $-F'$  и из графика определяются  $\tau_+$  и  $\tau_-$ .

Учитывая (4.27), получаем:

$$\tau_+ + \gamma_0 = \gamma_0 + \gamma_1 F' + \gamma_2 F'^2;$$

$$\tau_- + \gamma_0 = \gamma_0 - \gamma_1 F' + \gamma_2 F'^2;$$

откуда:

$$\gamma_1 = \frac{\tau_+ - \tau_-}{2F'}; \quad \gamma_2 = \frac{\tau_+ + \tau_-}{2F'^2}. \quad (4.28)$$

Аналогичные расчеты выполняются при вычислении шумов нелинейных переходов, возникающих в элементах высокочастотного тракта РРЛ.

Паразитная модуляция генератора обычно является следствием тряски и недостаточной фильтрации питающих напряжений, а также фликкер-шумов.

Для уменьшения уровня побочных колебаний могут быть приняты следующие меры:

1. Амортизация вспомогательного генератора.
2. Исключение из его контура подвижных деталей — конденсаторов, вариометров. Перестройку генератора при этом производят варикапами.
3. Тщательная фильтрация питающих напряжений.

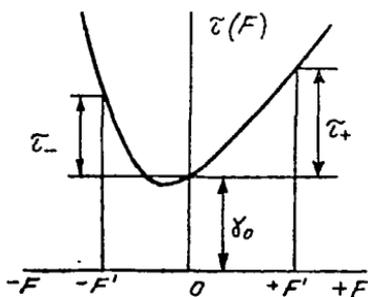


Рис. 4.6.

4. Применение во вспомогательном генераторе полупроводниковых триодов с малым уровнем фликкер-шумов.

В отдельных случаях частота вспомогательного генератора стабилизируется с помощью кварца.

### § 4.3. Примеры синтезаторов с компенсацией

Структурные схемы, поясняющие использование метода компенсации в возбuditеле и в приемнике, приведены на рис. 4.7, 4.8 и 4.9. Для получения декадной установки частоты в схе-

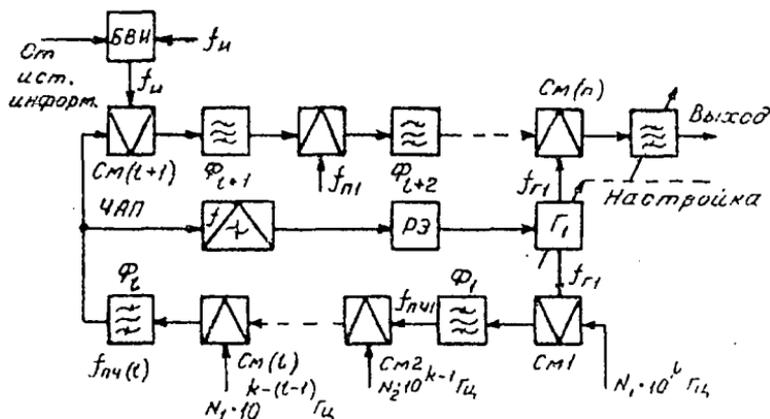


Рис. 4.7.

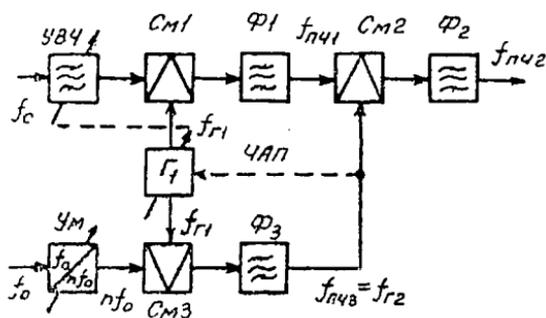


Рис. 4.8.

мах синтезаторов из колебаний опорного генератора  $f_0$  в блоке опорных частот БОЧ формируют колебания с частотами  $10^k$  Гц,  $10^{k-1}$  Гц, ...,  $10^{k-(l-1)}$  Гц. Из этих напряжений в умножителях частоты с помощью переключаемых или перестраиваемых фильтров выделяются гармоники  $N_1 \cdot 10^k$  Гц,  $N_2 \cdot 10^{k-1}$  Гц, ... ,



Напряжение с выхода узкополосного фильтра  $\Phi_l$  подается также на частотный детектор тракта автоподстройки вспомогательного генератора.

Для перестройки синтезатора необходимо установить в соответствующие положения декадные переключатели, т. е. выбрать  $N_1, N_2, \dots, N_l$  и настроить вспомогательный генератор  $\Gamma_1$  так, чтобы частота  $f_{пч1}$  попала в полосу пропускания узкополосного фильтра  $\Phi_l$ . Точная настройка вспомогательного генератора может быть выполнена, например, по индикатору на выходе фильтра  $\Phi_l$ .

Идея применения компенсационной схемы в приемнике сводится к тому, что частота любого сигнала, на который должен быть настроен приемник, путем двойного компенсационного преобразования приводится к постоянной величине — второй промежуточной частоте. Поэтому в приемнике компенсационная схема удачно сочетается с двойным преобразованием частоты [41, 49].

В упрощенной структурной схеме, поясняющей использование принципа компенсации в синтезаторе приемника (см. рис. 4.8) напряжение сигнала частоты  $f_c$  в первом смесителе  $См1$  преобразуется с напряжением 1-го гетеродина в напряжение 1-й промежуточной частоты  $f_{пч1}$ ; 1-й гетеродин выполняет функции вспомогательного генератора. Его напряжение одновременно подается на третий смеситель, где преобразуется с напряжением умножителя частоты  $nf_0$ , ( $n$  — номер гармоники;  $f_0$  — частота, определяемая опорным генератором).

На выходе третьего смесителя  $См3$  включен узкополосный фильтр  $\Phi_3$ . Выходное напряжение фильтра используется в качестве напряжения 2-го гетеродина  $f_{г2}$ .

Для структурной схемы рис. 4.8 могут быть записаны следующие соотношения:

$$f_{пч1} = f_{г1} - f_c; \quad (4.32)$$

$$f_{пч3} = f_{г1} - nf_0 = f_{г2}; \quad (4.33)$$

$$f_{пч2} = f_{г2} - f_{пч1} = f_{г1} - nf_0 - f_{г1} + f_c, \quad (4.34)$$

откуда частота  $f_c$ , на которую настроен приемник, равна

$$f_c = nf_0 + f_{пч2}. \quad (4.35)$$

Для настройки приемника необходимо перестроить или переключить контур умножителя частоты и изменить частоту гетеродина  $f_{г1}$  так, чтобы частота  $f_{пч3}$  попала в полосу фильтра  $\Phi_3$ . Из (4.34) видно, что  $f_{пч2}$  формально не зависит от настройки 1-го гетеродина. Иначе говоря, небольшие и медленные изменения частоты гетеродина, при которых  $f_{пч3}$  остается в полосе пропускания фильтра  $\Phi_3$ , не влияют на настройку приемника.

Если же  $f_{пч3}$  выйдет из полосы фильтра, приемник расстроится, так как напряжение 2-го гетеродина будет отсутствовать. Для удержания частоты  $f_{пч3}$  в полосе фильтра может быть использована автоматическая подстройка гетеродина (пунктир на рис. 4.8).

В этой схеме тракт приведения частоты гетеродина  $f_1$  включает в себя умножитель и смеситель  $См3$ . Как и в структурной схеме возбудителя, нестабильность частоты гетеродина переносится на выход узкополосного фильтра. Кроме того, эта же нестабильность переносится в тракт 1-й промежуточной частоты приемника. Компенсация нестабильности имеет место на выходе второго смесителя  $См2$ .

Для получения декадной установки в приемнике, так же как и в возбудителе, вводится ряд преобразований частоты (рис. 4.9).

Первое преобразование частоты вспомогательного гетеродина  $f_{г1}$  в тракте приведения осуществляется в смесителе  $См2$  с частотой  $f_{п1}$  с целью увеличения частоты на входе декадных преобразователей. Частота 2-го гетеродина на схеме рис. 4.8  $f_{г2} = f_{г1}$  определяется выражением:

$$f_{г2} = f_{г1} + f_{п1} - [N_1 \cdot 10^k + N_2 \cdot 10^{k-1} + \dots + N_l \cdot 10^{k-(l-1)}]. \quad (4.36)$$

Первая промежуточная частота приемника:

$$f_{пч1} = f_{г1} - f_c,$$

вторая промежуточная частота:

$$\begin{aligned} f_{пч2} &= f_{г2} - f_{пч1} = f_{г1} + f_{п1} - \\ &- [N_1 \cdot 10^k + N_2 \cdot 10^{k-1} + \dots + N_l \cdot 10^{k-(l-1)}] - f_{г1} + f_c = \\ &= f_c + f_{п1} - [N_1 \cdot 10^k + N_2 \cdot 10^{k-1} + \dots + N_l \cdot 10^{k-(l-1)}], \end{aligned} \quad (4.37)$$

откуда

$$f_c = f_{пч2} + [N_1 \cdot 10^k + N_2 \cdot 10^{k-1} + \dots + N_l \cdot 10^{k-(l-1)}] - f_{п1}. \quad (4.38)$$

Из структурных схем рис. 4.7 и 4.9 видно, что в синтезаторах, основанных на принципе компенсации, в каждой декаде используется один смеситель и один умножитель с перестраиваемым (переключаемым) контуром. Если допустить, что коэффициенты умножения во всех декадных умножителях примерно одинаковы, т. е.  $N_i \cong \text{const}$  ( $i=1, 2, \dots$ ), то частоты контуров будут отличаться в  $10^{l-1}$  раз.

## ГЛАВА 5

### СИНТЕЗАТОРЫ С ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

#### § 5.1. Установление колебаний в схеме ФАП

В схеме с частотной автоподстройкой (см. § 3.1) сравнивающее устройство — частотный детектор — реагировало на отклонение от номинала частоты колебаний и напряжение на его выходе было пропорционально расстройке. Фазовый детектор реагирует на разность фаз колебаний на его выходах. В зависимости от требований и условий могут быть выбраны фазовые детекторы с различными законами изменения выходного напряжения от разности фаз колебаний на входах. Характеристики фазовых детекторов — линейно-ломаная, косинусоидальная и пилообразная — изображены на рис. 5.1 (кривые 1, 2 и 3).

Простейшая структурная схема с фазовой автоподстройкой частоты (ФАП) приведена на рис. 5.2. В этой схеме нет тракта при-

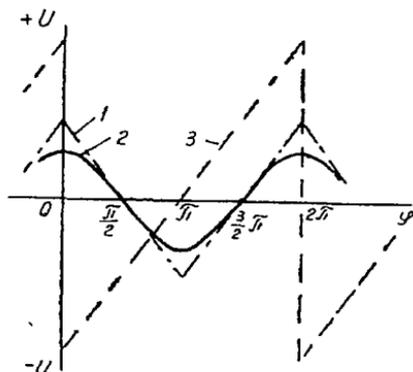


Рис. 5.1.

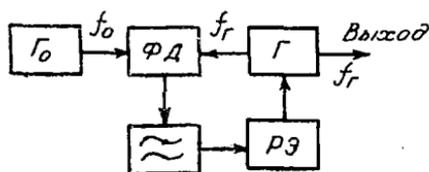


Рис. 5.2.

ведения, и после завершения процесса автоподстройки на входах фазового детектора устанавливается равенство частот колебаний, т. е.  $f_0 = f_r$ , а сдвиг фаз между напряжениями зависит от начальной расстройки.

Для определения разности фаз колебаний сопоставим характеристики фазового детектора и реактивного элемента (рис. 5.3). Характеристика фазового детектора  $U = \Phi_1(\varphi)$  на рис. 5.3а взята в виде линейно-ломаной. Такая характеристика получается, если

на входы фазового детектора подаются напряжения прямоугольной формы.

В характеристике реактивного элемента (рис. 5.3б)  $\Delta f_p = \Phi_2(U)$  для удобства рассуждений аргумент — напряжение  $U$  на входе — отложен по оси ординат, а функция — расстройка генератора, вносимая реактивным элементом,  $\Delta f_p$  — по оси абсцисс.

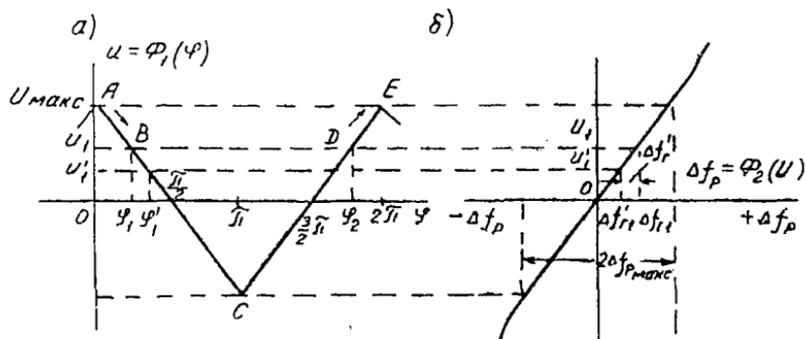


Рис. 5.3.

График  $\Delta f = \Phi_2(U)$  можно рассматривать как зависимость напряжения, которое следует подать на вход реактивного элемента, чтобы компенсировать начальную расстройку генератора. Если начальная расстройка равна  $\Delta f_r$ , то для ее компенсации требуется подать напряжение  $U_1$ . Такое напряжение будет на выходе фазового детектора при сдвигах фаз  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  ( $0 \leq \varphi_1 \leq \pi$ ;  $\pi \leq \varphi_2 \leq 2\pi$ ).

Для дальнейшего необходимо условиться о порядке отсчета сдвига фаз на входах фазового детектора. Будем отсчитывать сдвиг фаз от напряжения опорного генератора. Векторные диаграммы для двух сдвигов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  изображены на рис. 5.4а, б. На рисунках вектор  $\dot{U}_{mг}$  соответствует напряжению подстраиваемого, а вектор  $\dot{U}_{mо}$  опорного генераторов.

Определим устойчивые состояния системы, т. е. выясним, при каком сдвиге фаз  $\varphi_1$  или  $\varphi_2$  в системе существует равенство частот колебаний на выходах фазового детектора, а начальная расстройка  $\Delta f_{r1}$  будет компенсирована. Для этого положим, что частота подстраиваемого генератора изменилась на величину  $\Delta f_{r'}$ , что может иметь место, например, вследствие неустойчивости. Тогда на векторных диаграммах рис. 5.4а, б углы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  будут

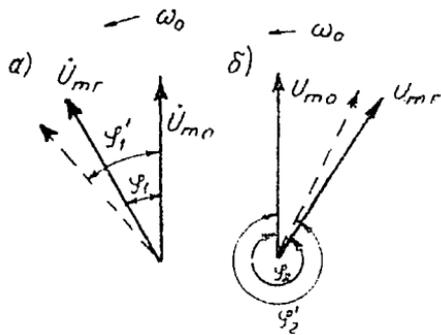


Рис. 5.4.

увеличиваться, так как скорость вращения вектора  $U_{mг}$  возрастет.

Для ветви  $AC$  характеристики фазового детектора изображающая точка  $B$  будет перемещаться по ветви  $AC$  в направлении, указанном стрелкой. Это приведет к уменьшению напряжения на выходе, и расстройка, вносимая реактивным элементом, будет уменьшаться.

При сдвиге фаз  $\varphi_1'$ , которому соответствует напряжение  $U_1'$ , система придет в равновесие, т. е. вновь установится равенство частот напряжений на входах фазового детектора.

Разность расстроек, вносимых реактивным элементом при напряжениях  $U_1$  и  $U_1'$ , определится выражением

$$\Delta f_{r1}' - \Delta f_{r1} = -\Delta f_{r1}', \quad (5.1)$$

где  $\Delta f_{r1}'$  — расстройка частоты, возникшая в генераторе.

Таким образом, в системе создается расстройка, компенсирующая возникшую.

Иная картина наблюдается для случая равновесия при сдвиге фаз  $\varphi_2$ , которому соответствует точка  $D$  на ветви  $CE$  (рис. 5.3а). Здесь при внесении небольшой начальной расстройки  $\Delta f_{r1}'$  напряжение на выходе фазового детектора возрастет и расстройка не только не уменьшится, но будет преувеличена системой ФАП. На векторной диаграмме (рис. 5.4б) скорость вращения вектора  $U_{mг}$  будет увеличена системой. Вектор  $U_{mг}$  обгонит вектор  $U_{m0}$ , и когда сдвиг фаз между ними будет близок к  $\varphi_1$  (рис. 5.3), система придет в равновесие.

Вообще при выбранном направлении отсчета сдвига фаз для устойчивой точки равновесия крутизна характеристики фазового детектора  $\frac{dU}{d\varphi}$  и крутизна характеристики реактивного элемента

$\frac{d\Delta f_p}{dU}$  должны иметь разные знаки.

Если постепенно увеличивать расстройку, то напряжение на выходе фазового детектора также будет возрастать, причем до тех пор, пока для компенсации внесенной расстройки не потребуется напряжение, большее  $\pm U_{\text{макс}}$  ( $U_{\text{макс}}$  — максимальное напряжение на выходе фазового детектора). После этого система ФАП выходит из синхронизма и равенство частот на входах фазового детектора не устанавливается. Вся область компенсируемых расстроек ( $2\Delta f_{p\text{макс}}$  на рис. 5.3б) называется полосой удержания. При расстройках, больших  $(\Delta\omega_p)_{\text{макс}} = 2\pi\Delta f_{p\text{макс}}$ , равенство частот на входах фазового детектора не устанавливается. Фазовый детектор действует как смеситель, на выходе которого напряжение изменяется с разностной частотой  $\omega_r - \omega_0$ . Поскольку это напряжение подается на реактивный элемент, имеет место частотная модуляция подстраиваемого генератора.

Качественно картина происходящих явлений иллюстрируется рис. 5.5, где показано изменение напряжения на выходе фазового детектора при различных расстройках  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$ ,  $\Delta f_3$  ( $\Delta f_1 > \Delta f_2 > \Delta f_3$ ) вне области синхронизации ФАП. При больших расстройках (рис. 5.5а) изменение напряжения, а следовательно, и разности частот происходит по закону, близкому к косинусоидальному. Постоянная составляющая  $U_{01}$  определится разностью площадей, ограниченных кривой  $U(t)$  над осью абсцисс и под осью абсцисс. Когда частота подстраиваемого генератора приближается к частоте опорного, изменение разности частот и разности фаз замедляется. Эта часть периода биений растягивается во времени. Наоборот, когда

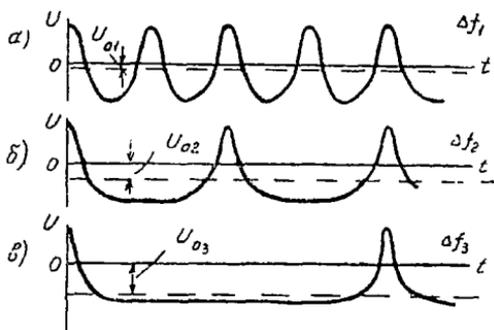


Рис. 5.5.

напряжение на выходе фазового детектора такое, что разность частот увеличивается, то соответствующая часть периода биений сокращается. В результате на выходе фазового детектора появляется постоянная составляющая. С уменьшением начальной расстройки (рис. 5.5б, в) постоянная составляющая увеличивается. Когда она оказывается достаточной для того, чтобы реактивный элемент мог компенсировать начальную расстройку, система входит в синхронизм, т. е. устанавливается равенство частот на входах фазового детектора. При другом знаке расстройки графики, приведенные на рис. 5.5, зеркально отображаются относительно оси абсцисс.

Выведем закон установления колебаний в системе ФАП. Для простоты примем, что характеристика фазового детектора имеет вид линейно-ломаной, т. е.:

$$U = U_{\text{макс}} \left( 1 - \frac{2}{\pi} \varphi \right), \quad 0 \leq \varphi < \pi, \quad (5.2)$$

$$U = U_{\text{макс}} \left( \frac{2}{\pi} \varphi - 3 \right), \quad \pi \leq \varphi < 2\pi, \quad (5.3)$$

а характеристика реактивного элемента линейна:

$$\Delta \omega_p = kU, \quad (5.4)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности (крутизна реактивного элемента),  $\Delta \omega_p = 2\pi \Delta f_p$ . При анализе не будем учитывать запаздывание в фильтре нижних частот.

В любой момент времени текущая расстройка генератора складывается из начальной расстройки  $\Delta\omega_0$  и расстройки, вносимой реактивным элементом:

$$\Delta\omega_r = \Delta\omega_0 + \Delta\omega_p. \quad (5.5)$$

Для  $\frac{d\Delta\omega_p}{dU} > 0$  (рис. 5.3) устойчивой будет ветвь AC характеристики фазового детектора, для которой

$$\Delta\omega_p = kU_{\text{макс}} \left(1 - \frac{2}{\pi} \varphi\right) = (\Delta\omega_p)_{\text{макс}} \left(1 - \frac{2}{\pi} \varphi\right), \quad (5.6)$$

где

$$(\Delta\omega_p)_{\text{макс}} = kU_{\text{макс}} \quad (5.7)$$

определяет полосу удержания системы.

Подставляя в (5.5) вместо  $\Delta\omega_p$  (5.6), получаем

$$\Delta\omega_r = \Delta\omega_0 + (\Delta\omega_p)_{\text{макс}} \left(1 - \frac{2}{\pi} \varphi\right). \quad (5.8)$$

Дифференцируя по времени и учитывая, что  $\frac{d\varphi}{dt} = \Delta\omega_r$ , находим:

$$\frac{d\Delta\omega_r}{dt} = -\frac{2}{\pi} (\Delta\omega_p)_{\text{макс}} \Delta\omega_r. \quad (5.9)$$

Решение полученного дифференциального уравнения может быть записано как

$$\Delta\omega_r = C_1 \cdot e^{-\frac{2}{\pi} (\Delta\omega_p)_{\text{макс}} t}, \quad (5.10)$$

откуда видно, что установление частоты происходит по экспоненте и

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\omega_r = 0.$$

Постоянная времени процесса

$$\tau = \frac{\pi}{2(\Delta\omega_p)_{\text{макс}}}. \quad (5.11)$$

Аналогично можно показать, что для ветви CE расстройка экспоненциально нарастает с той же постоянной времени  $\tau$ . Когда сдвиг фаз превысит  $2\pi$ , рабочая точка перейдет на устойчивую ветвь характеристики AC и расстройка будет экспоненциально убывать.

Оценим величину  $\tau$ . Например, при  $(\Delta\omega_p)_{\text{макс}} = 2\pi (\Delta f_p)_{\text{макс}} = 2\pi \cdot 10^5$  рад/с

$$\tau = \frac{\pi}{2 \cdot 2\pi \cdot 10^5} = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{с} = 2,5 \text{ мкс.}$$

Для грубой оценки можно полагать, что время установления колебаний в системе ФАП  $\tau_{уст} \cong (50 \div 100) T_0$ , где  $T_0 = \frac{1}{f_0}$  — период частоты сравнения.

Рассмотрение напряжения на выходе фазового детектора в режиме синхронизации показывает, что в его составе всегда сохраняются составляющие опорной частоты и ее гармоник. Поэтому между фазовым детектором и реактивным элементом должен быть включен фильтр нижних частот. Затухание фильтра на частотах сравнения и ее гармониках должно быть, по возможности, велико. На частотах ниже частоты сравнения фильтр должен иметь полосу прозрачности и минимальное затухание.

В реальных фильтрах затухание в полосе прозрачности не равно нулю. Вне полосы синхронизации, когда частоты напряжений на входах фазового детектора не равны, переменное напряжение на выходе фильтра будет меньше, чем без него. Частотная модуляция подстраиваемого генератора происходит с меньшей девиацией, т. е. минимальная разность частот между опорным и подстраиваемым генераторами увеличивается, и постоянная составляющая напряжения оказывается меньшей, чем без фильтра нижних частот. В результате, если расстройку постепенно уменьшать, синхронизация возникнет при меньших начальных расстройках. Область расстроек, при которых в системе ФАП наступает синхронизация, при условии, что расстройка изменялась извне к середине полосы синхронизации, называется полосой захватывания.

Полоса захватывания всегда меньше полосы удержания. Для того, чтобы полоса захватывания была близка к полосе удержания, частота среза фильтра  $F_{ср}$  нижних частот должна быть в несколько раз больше полосы захватывания  $\Delta f_3$ . Обычно принимают

$$F_{ср} \geq (5 \div 6) \Delta f_3. \quad (5.12)$$

Оценим полосу удержания, которая может быть реализована в системе ФАП. Рассматриваемая система является системой с обратной связью. С увеличением крутизны характеристики фазового детектора и реактивного элемента величина обратной связи возрастает. Одновременно увеличивается полоса удержания. Но в дальнейшем может наступить самовозбуждение системы, которое будет проявляться в самопроизвольных периодических изменениях частоты.

Выберем полосу удержания так, чтобы в системе не было самовозбуждения. Будем исходить из критерия Найквиста. Для этого разорвем цепь автоподстройки между фазовым детектором и фильтром нижних частот (рис. 5.6) и на вход подадим напряжение

$$\Delta \dot{U}_1 = \Delta U_{m1} \cdot e^{j\Omega t} = \Delta U_{m1} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\Omega t}. \quad (5.13)$$

Определим напряжение на выходе фазового детектора и найдем коэффициент передачи кольца ФАП. Если коэффициент

передачи ФНЧ равен  $\dot{\beta}_\Phi(\Omega) = \beta_\Phi(\Omega) \cdot e^{j\gamma_\Phi(\Omega)}$ , то напряжение на выходе фильтра  $\Delta \dot{U}_2$ :

$$\Delta \dot{U}_2 = \Delta \dot{U}_1 \dot{\beta}_\Phi(\Omega) = \Delta \dot{U}_{m1} \beta_\Phi(\Omega) \cdot e^{j(\Omega t + \gamma_\Phi)}. \quad (5.14)$$

Переменное напряжение  $\Delta \dot{U}_2$  вызовет изменение частоты  $\Delta \dot{\omega}_r$ , которое определяется выражением

$$\Delta \dot{\omega}_r = k \Delta \dot{U}_2 = k \Delta \dot{U}_{m1} \beta_\Phi(\Omega) \cdot e^{j(\Omega t + \gamma_\Phi)}, \quad (5.15)$$

где предполагается, что характеристика реактивного элемента линейна и имеет крутизну  $k$ .

Изменение фазы подстраиваемого генератора:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\varphi} &= \int \Delta \dot{\omega}_r dt = \\ &= \int k \Delta \dot{U}_{m1} \beta_\Phi(\Omega) \cdot e^{j(\Omega t + \gamma_\Phi)} dt = \\ &= \frac{k \Delta \dot{U}_{m1} \beta_\Phi(\Omega)}{j\Omega} \cdot e^{j(\Omega t + \gamma_\Phi)} + C. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Переменная часть изменения фазового угла напряжения генератора определяется первым слагаемым.

При линейно-ломаной характеристике фазового детектора на его выходе согласно (5.2) возникает переменное напряжение

$$\Delta \dot{U}'_1 = -\frac{2}{\pi} U_{\text{макс}} \Delta \dot{\varphi} = -\frac{2}{\pi} U_{\text{макс}} \frac{k \Delta \dot{U}_{m1} \beta_\Phi(\Omega)}{j\Omega} \cdot e^{j(\Omega t + \gamma_\Phi)}. \quad (5.17)$$

Коэффициент передачи разомкнутого кольца

$$\begin{aligned} N(\Omega) &= \frac{\Delta \dot{U}'_{m1}}{\Delta \dot{U}_{m1}} = -\frac{2}{\pi} U_{\text{макс}} \frac{k \beta_\Phi(\Omega)}{j\Omega} \cdot e^{j\gamma_\Phi} = \\ &= \frac{2}{\pi} U_{\text{макс}} \frac{k \beta_\Phi(\Omega)}{\Omega} \cdot e^{j(\gamma_\Phi + \frac{\pi}{2})}. \end{aligned} \quad (5.18)$$

Согласно критерию Найквиста система будет устойчивой на частоте  $\Omega = \Omega_{\text{кр}}$ , для которой сдвиг фаз по кольцу равен нулю ( $\gamma_\Phi(\Omega) = \gamma_{\text{кр}}(\Omega_{\text{кр}}) = -\frac{\pi}{2}$ ), если коэффициент передачи системы ФАП удовлетворяет условию

$$\frac{2}{\pi} U_{\text{макс}} \frac{k \beta_\Phi(\Omega_{\text{кр}})}{\Omega_{\text{кр}}} < 1. \quad (5.19)$$

Эта частота называется критической.

Учитывая, что  $kU_{\text{макс}} = (\Delta\omega_p)_{\text{макс}}$ , имеем:

$$\frac{2\beta_{\phi}(\Omega_{\text{кр}})(\Delta\omega_p)_{\text{макс}}}{\pi\Omega_{\text{кр}}} < 1 \quad \text{или} \quad 2(\Delta\omega_p)_{\text{макс}} < \frac{\pi\Omega_{\text{кр}}}{\beta_{\phi}(\Omega_{\text{кр}})}. \quad (5.20)$$

Выражение (5.20) было впервые получено В. С. Дулицким. Из этого выражения видно, что для расширения полосы удержания следует увеличивать  $\Omega_{\text{кр}}$ , т. е. уменьшать сдвиг фаз в ФНЧ. Поскольку набег фаз происходит и в других элементах кольца ФАП (при анализе это обстоятельство не учитывалось), необходимо уменьшать сдвиг фаз и во всех элементах.

С другой стороны, в (5.19)

$$\frac{2U_{\text{макс}}}{\pi} = \left| \frac{du}{d\varphi} \right| = |S_{\text{фд}}|$$

есть крутизна характеристики фазового детектора. Поэтому (5.19) можно переписать в виде

$$k|S_{\text{фд}}| < \frac{\Omega_{\text{кр}}}{\beta_{\phi}(\Omega_{\text{кр}})} \quad (5.21)$$

и рассматривать как условие, ограничивающее произведение крутизны характеристики фазового детектора на крутизну характеристики реактивного элемента при заданных  $\Omega_{\text{кр}}$  и  $\beta_{\phi}(\Omega_{\text{кр}})$ . Если реактивный элемент задан, то условие (5.21) ограничивает максимальную крутизну характеристики фазового детектора. Тогда из рассмотрения рис. 5.1, где различные характеристики фазового детектора изображены при одной и той же максимальной крутизне, вытекает, что наибольшая полоса удержания может быть реализована при пилообразной характеристике фазового детектора. Ей соответствует максимальный перепад напряжения при изменении угла  $\varphi$ .

Пилообразная характеристика фазового детектора может быть, например, получена, если в качестве фазового детектора используется триггер, управляемый по двум входам. На один вход триггера должны подаваться импульсы малой длительности с частотой опорного, а на другой подстраиваемого генераторов.

## § 5.2. Фильтрующие свойства кольца ФАП

Ранее уже отмечалось, что кольцо ФАП обладает фильтрующими свойствами. Для рассмотрения этого вопроса положим, что на входе фазового детектора наряду с напряжением  $U_{\text{мг}}$  частоты  $\omega_r$  действует побочное колебание амплитуды  $\Delta U_{\text{м1}}$  и частоты  $\omega_1 = \omega_r + \Omega$  (рис. 5.7), так что отношение амплитуды побочного колебания к основному будет  $\Delta U_{\text{м1}}/U_{\text{мг}}$ . Положим, что на выходе подстраиваемого генератора в результате появляется побочная составляющая частоты  $\omega_1 = \omega_r + \Omega$  и амплитуды  $\Delta U_{\text{мг}}$ .

Отношение амплитуд основного колебания частоты  $\omega_r$  и побочного колебания частоты  $\omega_r + \Omega$  на выходе схемы будет  $\Delta U_{m\Gamma} / U_{m\Gamma}$ .

Коэффициент фильтрации схемы

$$\alpha = \frac{\Delta U_{m1}}{U_{m\Gamma}} : \frac{\Delta U_{m\Gamma}}{U_{m\Gamma}} = \frac{\Delta U_{m1}}{\Delta U_{m\Gamma}}. \quad (5.22)$$

Переходя к комплексным величинам, имеем:

$$(\Delta \dot{U}_1 + \Delta \dot{U}_r) \dot{N}_1(\Omega) = \Delta \dot{U}_r, \quad (5.23)$$

где  $\Delta \dot{U}_1 = \Delta \dot{U}_{m1} \cdot e^{j\omega_1 t}$ ,  $\Delta \dot{U}_r = \Delta \dot{U}_{m\Gamma} \cdot e^{j\omega_r t}$ ;  $\dot{N}_1(\Omega)$  — коэффициент передачи интересующей нас побочной составляющей  $\Delta \dot{U}_r$  частоты

$\omega_1 = \omega_r + \Omega$  по кольцу автоподстройки. Из (5.23) находим

$$\alpha = \left| \frac{\Delta \dot{U}_{m1}}{\Delta \dot{U}_{m\Gamma}} \right| = \left| \frac{1 - \dot{N}_1(\Omega)}{\dot{N}_1(\Omega)} \right| = \sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\dot{N}_1(\Omega)} \right]^2}. \quad (5.24)$$

Вычислим  $\dot{N}_1(\Omega)$ , для чего разомкнем цепь автоподстройки между генератором и фазовым детектором и подадим на вход фазового детектора напряжение  $\Delta \dot{U}_1' = \Delta \dot{U}_{m1}' \cdot e^{j\omega_1 t}$  и напряжение  $\dot{U}_r = \dot{U}_{m\Gamma} \cdot e^{j\omega_r t}$ .

Сумма напряжений близких частот (аналогично тому, как это показано в § 3.2) дает на входе фазового детектора биения. При  $U_{m\Gamma} \gg \Delta U_{m1}$  изменение фазы результирующего колебания

$$\Delta \varphi \cong \frac{\Delta \dot{U}_{m1}'}{U_{m\Gamma}} \cdot e^{j(\omega_1 - \omega_r)t} = \frac{\Delta \dot{U}_{m1}'}{U_{m\Gamma}} e^{j\Omega t}. \quad (5.25)$$

С изменением амплитуды результирующего колебания можно не считаться, так как на входах фазового детектора обычно имеются амплитудные ограничители.

На выходе фазового детектора вследствие изменений фазы напряжения появится составляющая частоты  $\Omega$  и подстраиваемый генератор будет модулирован по частоте.

Переменная составляющая напряжения на выходе фазового детектора определится как

$$\Delta \dot{U}_{\text{фд}} = \Delta \dot{\varphi} \left( -U_{\text{макс}} \frac{2}{\pi} \right). \quad (5.26)$$

Напряжение на выходе фильтра:

$$\Delta \dot{U}_\phi = \Delta \dot{U}_{\phi д} \dot{\beta}_\phi, \quad (5.27)$$

где  $\dot{\beta}_\phi = \beta_\phi \cdot e^{j\gamma_\phi}$ , и девиация частоты генератора

$$\Delta \dot{\omega}_r = k \Delta \dot{U}_\phi = -\frac{2}{\pi} k U_{\text{макс}} \dot{\beta}_\phi \frac{\Delta \dot{U}'_{m1}}{U_{mг}} \cdot e^{j\Omega t}. \quad (5.28)$$

Изменение фазы напряжения генератора:

$$\Delta \dot{\varphi}_r = \int \Delta \dot{\omega}_r dt = -\frac{2}{\pi} k U_{\text{макс}} \dot{\beta}_\phi \frac{\Delta \dot{U}'_{m1}}{j\Omega U_{mг}} \cdot e^{j\Omega t} = \Delta \dot{\varphi}_{mг} \cdot e^{j\Omega t}, \quad (5.29)$$

$$\text{где } \Delta \dot{\varphi}_{mг} = -\frac{2}{\pi} \frac{k U_{\text{макс}} \dot{\beta}_\phi}{j\Omega} \cdot \frac{\Delta \dot{U}'_{m1}}{U_{mг}}.$$

Максимальное изменение фазы  $\Delta \dot{\varphi}_{mг}$ , измеренное в радианах, равно индексу модуляции, т. е.  $\dot{m}_f = \Delta \dot{\varphi}_{mг}$ .

При малом индексе модуляции  $|\dot{m}_f| \leq 0,4$  в составе спектра подстраиваемого генератора будут три основных компонента: несущая амплитуды  $\dot{U}_{mг}$  и частоты  $\omega_r$  и две боковые с амплитудами

$$\Delta \dot{U}'_{mг} = \frac{\dot{m}_f}{2} \dot{U}_{mг} \quad (5.30)$$

и частотами  $\omega_r + \Omega$  и  $\omega_r - \Omega$ . Следовательно,

$$\Delta \dot{U}'_{mг} = -\frac{k U_{\text{макс}} \dot{\beta}_\phi}{\pi j \Omega} \Delta \dot{U}'_{m1}. \quad (5.31)$$

Коэффициент передачи:

$$\dot{N}_1(\Omega) = \frac{\Delta \dot{U}'_{mг}}{\Delta \dot{U}'_{m1}} = -\frac{k U_{\text{макс}} \dot{\beta}_\phi}{\pi j \Omega}.$$

При этом  $|\dot{N}_1(\Omega)| = \frac{1}{2} |\dot{N}(\Omega)|$ , где  $\dot{N}(\Omega)$  определяется выражением (5.18), что соответствует разнице по мощности в 4 раза. Последнее обусловлено тем, что при выводе были исключены изменения амплитуды напряжения на выходе фазового детектора и учитывалась только одна из двух боковых в спектре колебаний на выходе подстраиваемого генератора.

При расстройках в полосе прозрачности фильтра  $\beta_\phi(\Omega) \cong 1$ ,  $\gamma_\phi(\Omega) \cong 0$ . Тогда:

$$|\dot{N}_1(\Omega)| \cong \frac{k U_{\text{макс}}}{\pi \Omega} \quad \text{и} \quad \alpha \cong \sqrt{1 + \left(\frac{\pi \Omega}{k U_{\text{макс}}}\right)^2}. \quad (5.32)$$

Если же  $\left(\frac{\pi\Omega}{kU_{\text{макс}}}\right)^2 \ll 1$ , то

$$\alpha \cong 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\pi\Omega}{kU_{\text{макс}}}\right)^2 \cong 1.$$

Таким образом, при малых расстройках побочные колебания, попадающие в полосу прозрачности фильтра, практически не фильтруются схемой ФАПЧ.

При больших расстройках

$$|\dot{N}_1(\Omega)| = \frac{kU_{\text{макс}}\beta_{\text{ф}}(\Omega)}{\pi\Omega}, \quad (5.33)$$

и если  $\left[\frac{\pi\Omega}{kU_{\text{макс}}\beta_{\text{ф}}(\Omega)}\right]^2 \gg 1$ , то

$$\alpha \cong \frac{\pi\Omega}{kU_{\text{макс}}\beta_{\text{ф}}(\Omega)}, \quad (5.34)$$

или, учитывая, что  $kU_{\text{макс}} = (\Delta\omega_{\text{р}})_{\text{макс}} = 2\pi(\Delta f_{\text{р}})_{\text{макс}}$ :

$$\alpha \cong \frac{\pi F}{(\Delta f_{\text{р}})_{\text{макс}}\beta_{\text{ф}}(F)}. \quad (5.35)$$

Следовательно, при больших расстройках, лежащих вне полосы удержания, ослабление побочных составляющих в схеме ФАПЧ пропорционально расстройке и зависит от затухания, вносимого фильтром на частотах выше частоты среза.

Например, при  $(\Delta f_{\text{р}})_{\text{макс}} = 100$  кГц,  $F = 500$  кГц,  $\beta_{\text{ф}}(F) = 10^{-3}$  — ослабление побочных составляющих

$$\alpha = \frac{\pi \cdot 500}{100 \cdot 10^{-3}} \approx 1,56 \cdot 10^4 \text{ (84 дБ)}.$$

Аналогично можно показать, что побочные колебания, возникающие в опорном генераторе, фильтруются схемой при расстройках, превосходящих полосу прозрачности ФНЧ, и полностью переходят в подстраиваемый генератор, если их частота лежит в полосе прозрачности фильтра. Последнее обстоятельство иногда используется для ввода информации, например для частотной манипуляции или модуляции. В этом случае частота опорного генератора манипулируется или модулируется по заданному закону, а частота подстраиваемого генератора изменяется под действием ФАП. Один из способов частотной модуляции колебаний опорного генератора был описан в § 3.3.

Рассмотрим теперь вопрос о подавлении побочных колебаний и шумов, возникающих в подстраиваемом генераторе [10]. Положим, что в подстраиваемом генераторе при разомкнутом кольце ФАП имеет место частотная модуляция с частотой  $F$

и фаза колебаний генератора изменяется на величину  $\Delta\dot{\varphi} = \Delta\dot{\varphi}_m \cdot e^{j2t}$ , а при замкнутом кольце изменение фазы равно  $\Delta\dot{\varphi}_1 = \Delta\dot{\varphi}_{m1} \cdot e^{j2t}$ . Тогда можно записать:

$$\Delta\dot{\varphi} + \dot{N}(\Omega) \Delta\dot{\varphi}_1 = \Delta\dot{\varphi}_1, \quad (5.36)$$

где  $\dot{N}(\Omega)$  — коэффициент передачи разомкнутого кольца, определяемый выражением (5.18).

Из (5.36) находим

$$\Delta\dot{\varphi}_1 = \frac{\Delta\dot{\varphi}}{1 - \dot{N}(\Omega)} \quad (5.37)$$

и ослабление побочных колебаний

$$\alpha_1 = \left| \frac{\Delta\dot{\varphi}}{\Delta\dot{\varphi}_1} \right| = |1 - \dot{N}(\Omega)| = \sqrt{1 + [N(\Omega)]^2}.$$

При малой частоте модуляции, лежащей в полосе прозрачности фильтра,  $\beta_\phi(\Omega) \cong 1$ ,  $\gamma_\phi \cong 0$  и

$$\alpha_1 \cong \frac{2}{\pi} \frac{(\Delta f_p)_{\text{макс}}}{F}. \quad (5.38)$$

Таким образом, паразитная частотная модуляция с частотами, лежащими в полосе прозрачности фильтра, ослабляется пропорционально полосе удержания и обратно пропорционально частоте модуляции.

Наоборот, при большой частоте  $\Omega$  имеем  $[N(\Omega)]^2 \ll 1$  и  $\alpha \cong 1$ , т. е. частотная модуляция подстраиваемого генератора не фильтруется системой ФАП.

Качественно полученные результаты иллюстрируются рис. 5.8 [46, 49]. На рис. 5.8а по оси ординат отложена спектральная плотность фазы  $S_\phi(F)$ , а по оси абсцисс — частота модуляции (расстройка  $f = F$ ). Кривая 1 представляет собой изменение спектральной плотности фазы опорного генератора; кривая 2 — изменение спектральной плотности подстраиваемого генератора при разомкнутом кольце ФАП; кривые 3 и 4 относятся к случаям замкнутого кольца ФАП при малой и большой полосах удержания (масштаб

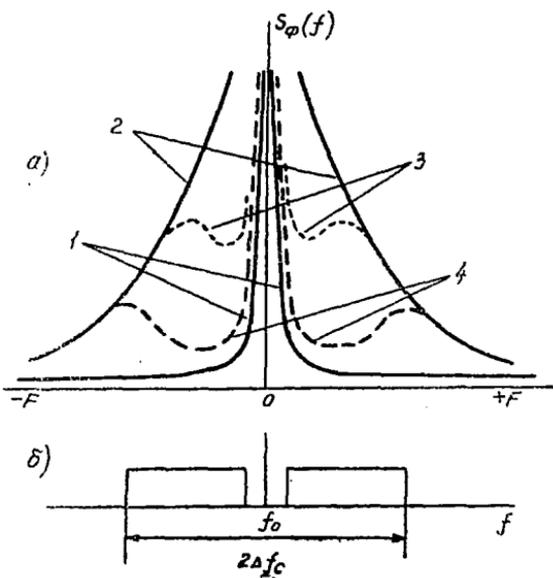


Рис. 5.8.

по осям на рис. 5.8 выбран произвольно). При малых расстройках спектральная плотность фазы подстраиваемого генератора близка к спектральной плотности опорного генератора. При больших расстройках спектральная плотность такая же, как у подстраиваемого генератора при разомкнутом кольце.

На рис. 5.8б показана ширина спектра  $2\Delta f_c$  сигнала на выходе передатчика при модуляции. Очевидно, что для улучшения соотношения сигнал/шум на выходе канала полоса удержания системы ФАП должна быть больше полосы, занятой сигналом.

Из приведенных выше приближенных вычислений очевидно, что фильтр нижних частот влияет на реализуемую полосу захватывания, устойчивость и фильтрующие свойства кольца фазовой автоподстройки частоты. Поэтому выбор параметров фильтра должен быть сделан весьма тщательно. Обоснование методики выбора параметров фильтра на основе рассмотрения схемы ФАП как системы автоматического регулирования приведено в [55].

### § 5.3. Структурные схемы синтезаторов с фазовой и импульсно-фазовой автоподстройкой частоты

В структурной схеме синтезатора с фазовой автоподстройкой частоты (рис. 5.9) в тракте приведения частота  $f_{г1}$  подстраиваемого генератора  $\Gamma_1$  преобразуется в смесителях  $См1$  и  $См2$  с напряжениями гармоник частот  $f_1$  и  $f_2$ . Напряжения этих частот формируются из частоты  $f_0$  опорного генератора  $\Gamma_0$  в блоке опорных частот (БОЧ) одновременно с частотой  $f_3$ , которая служит эталоном для сравнения приведенной частоты в фазовом детекторе.

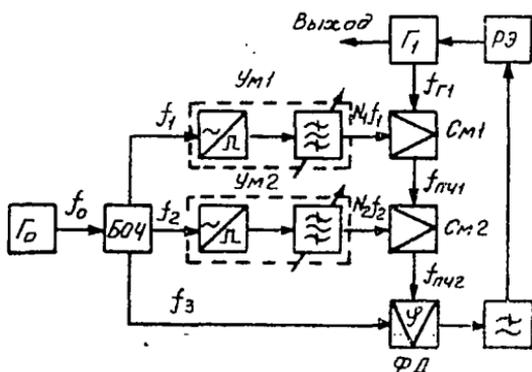


Рис. 5.9.

На выходе первого смесителя выделяется напряжение 1-й промежуточной частоты:

$$f_{пч1} = f_{г1} - N_1 f_1. \quad (5.39)$$

Вторая промежуточная частота  $f_{пч2}$  в схеме определяется выражением

$$f_{пч2} = f_{г1} - (N_1 f_1 + N_2 f_2). \quad (5.40)$$

(Усилители и фильтры на выходах смесителей на рис. 5.9 не показаны.)

После завершения процесса автоподстройки выполняется условие:

$$f_{пч2} = f_3 \quad \text{или} \quad f_{г1} = N_1 f_1 + N_2 f_2 + f_3. \quad (5.41)$$

При сопоставлении схем рис. 5.9 и 2.10, 2.11 естественно возникает вопрос, в чем преимущества схемы с фазовой автоподстройкой частоты. На первый взгляд кажется, что можно упростить схему, перейдя к прямому синтезу частоты: используя два смесителя, в первом из них получить суммарную частоту  $f_3 + N_2 f_2 = f_{пч1}$ , а во втором сложить частоты  $f_{пч1}$  и  $N_1 f_1$ . Тогда на выходе частота сигнала  $f_c$  будет определяться выражением

$$f_c = f_{пч1} + N_1 f = N_1 f_1 + N_2 f_2 + f_3 \equiv f_{г1}.$$

При этом исключались бы элементы, связанные с ФАП: подстраиваемый генератор, фазовый детектор, ФНЧ, реактивный элемент.

Целесообразность применения схемы анализа с ФАП определяется тем, что она дает значительно лучшее подавление побочных составляющих по сравнению со схемами прямого синтеза.

В схемах рис. 5.1 и 5.9 в качестве сравнивающего устройства применяется фазовый детектор, напряжение на выходе которого зависит от разности фаз напряжений. Частоты напряжений на входах фазового детектора после захватывания будут равными. Для схемы рис. 5.1  $f_0 = f_{г1}$ ; для схемы рис. 5.9  $f_{пч2} = f_3$ .

Наряду с фазовыми детекторами находят применение импульсно-фазовые детекторы (ИФД), которые позволяют сравнивать напряжения кратных частот, удовлетворяющих условиям:

$$f_0 = n_1 f_{г1} \quad (5.42)$$

или

$$n_1' f_0 = f_{г1}, \quad (5.43)$$

где  $n_1$  или  $n_1'$  — коэффициенты кратности.

В первом случае  $f_{г1} = \frac{f_0}{n_1}$ , т. е. схема является делителем частоты опорного генератора; во втором случае она служит умножителем частоты [3].

На один из входов ИФД обычно подаются коммутирующие импульсы малой длительности, которые формируются из синусоидального напряжения с более низкой частотой, а на другой — синусоидальное или пилообразное управляющее напряжение (рис. 5.10).

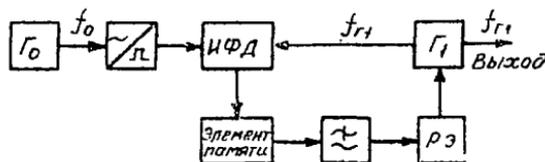


Рис. 5.10.

Напряжение на выходе ИФД определяется величиной и знаком управляющего напряжения в момент действия импульса.

На выходе ИФД включается запоминающее устройство (в простейшем случае — накопительный конденсатор), которое сохраняет величину управляющего напряжения до очередного импульса. В промежутке между двумя импульсами проходит несколько периодов управляющего напряжения. Такие системы называют системами прерывистого регулирования.

Если частоты импульсов и синусоидального напряжения на входах ИФД точно кратны, то импульсы совпадают с одним и тем же значением управляющего напряжения и выходное напряжение не меняется. Если же частоты напряжений не будут точно кратны, выходное напряжение будет изменяться от импульса к импульсу. Последний случай показан на рис. 5.11. На рис. 5.11а изображено

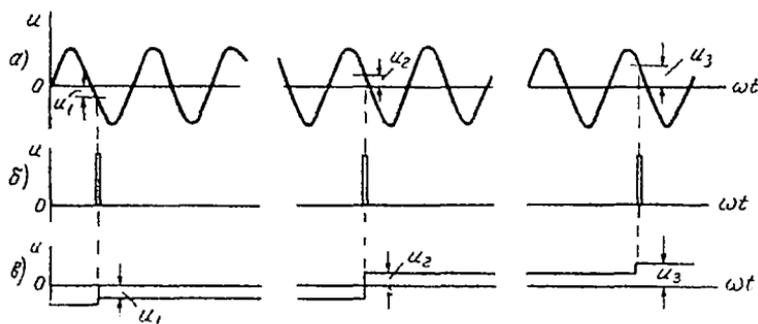


Рис. 5.11.

управляющее синусоидальное напряжение, на рис. 5.11б — коммутирующие импульсы (импульсы выборки) и на рис. 5.11в — напряжение на накопительном элементе. При замкнутом кольце автоподстройки (см. рис. 5.10), аналогично случаю использования обычного фазового детектора, на выходе импульсно-фазового детектора устанавливается такое среднее напряжение, при котором начальная расстройка компенсируется и частота  $f_{Г1}$  подстраиваемого генератора  $\Gamma_1$  становится точно кратной частоте импульсов  $f_0$ . При этом, естественно, предполагается, что начальная расстройка лежит в полосе захватывания.

Полоса удержания в системе с импульсно-фазовой автоподстройкой выбирается меньшей, чем частота коммутирующих импульсов. Тогда при перестройке генератора  $\Gamma_1$  возможен захват при разных значениях  $f_{Г1}$ , т. е. на частотах:

$$f_{Г1} = n_1 f_0; \quad f_{Г1} = (n_1 + 1) f_0, \dots, f_{Г1} = n_2 f_0, \quad (5.44)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  — минимальное и максимальное значения коэффициента кратности.

Если в схеме рис. 5.9 заменить фазовый детектор на импульсно-фазовый, то будет справедливо условие  $f_{пч2} = n f_3$ , и если  $n$  может



## ГЛАВА 6

### ЦИФРОВЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

#### § 6.1. Делитель с переменным коэффициентом деления

Во многих схемах цифровых синтезаторов частоты используется делитель с переменным коэффициентом деления (*ДПКД*), который позволяет разделить частоту импульсов, поступивших на его вход, в заданное целое число раз [5, 8]. Если частота импульсов на входе *ДПКД* равна  $f$ , то частота импульсов на выходе будет  $f/N_d$ , где  $N_d$  принимает целые значения через единицу от  $N_{d \text{ мин}}$  до  $N_{d \text{ макс}}$ .

Этот делитель обычно собирается из триггеров с двумя устойчивыми состояниями. Триггеры выполняют роль памяти, с помощью которой запоминается число импульсов, поступивших на вход. В простейшем случае, когда  $k$  триггеров соединены последовательно, система позволяет запоминать  $2^k$  состояний. Каждое из них отличается от другого изменением состояния одного или нескольких триггеров. Число запоминаемых состояний должно удовлетворять условию

$$2^k \geq N_{d \text{ макс}}, \quad (6.1)$$

где  $N_{d \text{ макс}}$  — максимальный коэффициент деления *ДПКД*.

При  $k$  триггерах коэффициент деления системы будет  $2^k$ , т. е. импульс на выходе будет появляться через  $2^k$  импульсов на входе. В дальнейшем состояния триггеров будем обозначать 0 и 1. В триггерах, выполненных, например, на триодах с одинаковым законом проводимости, когда один триод открыт и напряжение на его коллекторе мало, другой триод заперт и напряжение на его коллекторе велико.

Примем для определенности, что состояние «0» триггера соответствует открытому первому триоду, а состояние «1» — открытому второму триоду. Положим, что имеется многовходовая схема  $I$ , причем импульс на выходе схемы появляется, если на все входы подаются напряжения, близкие к нулю. Используя схему  $I$  с  $k$  входами и переключатели на два положения, связанные с каждым входом, можно опознать любое из  $2^k$  состояний триггеров, включенных последовательно.

Цикл работы *ДПКД* начинается с определенного состояния триггеров. После  $N_d$  входных импульсов, где  $N_d$  — заданный коэффициент деления, схема должна перейти в опознаваемое состояние.

При этом появляется импульс на выходе схемы *И*, который возвращает все триггеры или, как принято говорить, сбрасывает их в исходное состояние, после чего начинается очередной цикл счета.

На рис. 6.1 показан случай, когда при  $k=5$  опознается состояние 11001 в двоичной системе счисления или состояние 25 в десятичной

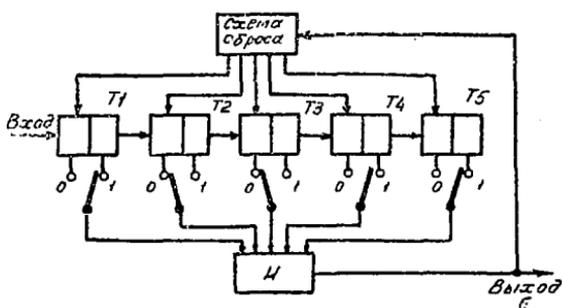


Рис. 6.1.

системе, а все триггеры сбрасываются в нулевое состояние. Следовательно, каждый раз, когда триггеры *T1—T5* будут переходить в состояние 11001, на выходе схемы *И* будет появляться импульс.

Таким образом, простейший ДПКД должен содержать: 1) схему памяти (счета); 2) схему опознавания — переключатели и схему *И*; 3) схему сброса.

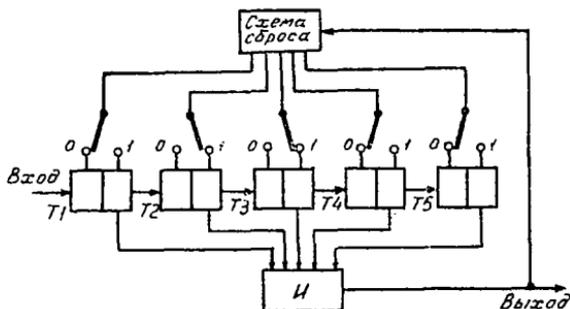


Рис. 6.2.

Можно поступить иначе: опознавать одно и то же состояние триггеров, а сбрасывать их в различные состояния. При этом ключи на два положения необходимо перенести со входа схемы совпадения *И* на выход системы сброса (рис. 6.2). Тогда, например, для того чтобы цикл счета составил 25 импульсов, можно опознавать состояние 11111 в двоичной системе счисления, что соответствует числу 31 в десятичной, а сбрасывать триггеры в состояние  $31-25=6$  в десятичной системе или 00110 в двоичной системе.

Для повышения быстродействия системы важно выбрать состоян- ние системы для формирования импульсов опознавания. Обратимся к табл. 6.1, где для ДПКД, состоящего из трех триггеров, приве- дены их состояния при различном числе импульсов на входе.

Из таблицы видно, что при переходе предыдущего триггера из состояния «1» в состояние «0» изменяется состояние последующего триггера. После 2-го импульса триггер  $T1$  переходит из состояния «1» в состояние «0», а триггер  $T2$  из состояния «0» в состояние «1»; после 4-го импульса последовательно изменяют свое состояние триггеры  $T1$ ,  $T2$  и  $T3$ . Переход в новое состояние триггера  $T2$  дол- жен быть завершен до того, как поступит очередной импульс на триггер  $T1$ . Поскольку частота импульсов на входе последующего триггера в два раза меньше, чем на входе предыдущего, наиболь- шим быстродействием должен обладать триггер  $T1$ , меньшим  $T2$  и т. д.

Таблица 6.1

Количество импульсов на входе	Состояние системы	Состояние триггеров		
		$T1$	$T2$	$T3$
0	0	0	0	0
1	1	1	0	0
2	2	0	1	0
3	3	1	1	0
4	4	0	0	1
5	5	1	0	1
6	6	0	1	1
7	7	1	1	1
8	8 (0)	0	0	0
9	1	1	0	0
10	2	0	1	0

Из табл. 6.1 вытекает также, что состояние 000 выбрать для опознавания нецелесообразно. В этом случае за интервал времени между двумя соседними импульсами на входе должны поочередно изменить свое состояние все триггеры, сработать система опознава- ния  $I$ , сформироваться импульс сброса и все триггеры перейти в состояние, заданное системой сброса.

Значительно выгоднее принять за опознаваемую комбинацию 111. Тогда подготовка опознаваемого состояния начинается с наи- более медленно работающего триггера  $T3$ : «1» появится на выходе триггера  $T3$  после 4-го импульса; после 6-го — на выходе тригге- ра  $T2$ ; 7-й импульс завершит опознаваемую комбинацию и между 7-м и 8-м импульсами необходимо будет только сформировать импульс опознавания, импульс сброса и сбросить систему в требуе- мое состояние.

Фактически структурные схемы ДПКД будут несколько слож- нее, чем показано на рис. 6.1 и 6.2, что вызвано соображениями удобства установки заданного коэффициента деления и требуемой скоростью работы.

В синтезаторах, как правило, применяется декадная установка частоты: каждая цифра в значении выходной частоты или в условном номере волны набирается декадным переключателем. Поэтому триггеры системы счета объединяют в декады. Основу декады обычно составляют четыре триггера. Такая система может находиться в одном из  $2^4 = 16$  состояний, 10 из которых используются.

Увеличение скорости работы ДПКД достигается применением триггеров с высоким быстродействием и рациональным выбором структурной схемы. Один из вариантов такой структурной схемы приведен на рис. 6.3 [22, 29]. Схема включает в себя три декадных счетчика Д1, Д2, Д3, систему опознавания, декадные переключатели П1, П2, П3, две схемы совпадения И1, И2, триггер Тр.

Переключатели П1—П3 позволяют импульсом сброса установить каждый декадный счетчик Д1, Д2, Д3 в любое из 10 состояний. Работает ДПКД следующим образом. В исходный момент триггером Тр открывается схема И1 и импульсы со входа поступают на

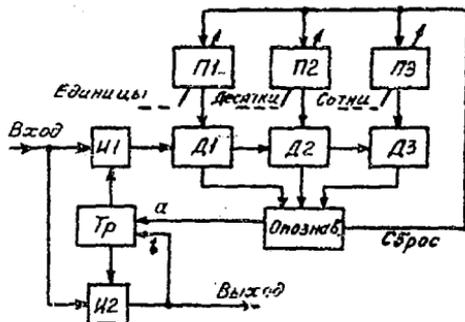


Рис. 6.3.

делители, которые ведут счет импульсов. Положим, что цикл должен завершиться, когда будет сосчитано  $n$  импульсов. Схема опознавания выполнена так, что импульс на ее выходе формируется после  $n-1$  входных импульсов. Этот импульс подается на декадные переключатели, где используется для сброса декадных счетчиков в выбранное состояние  $n_1$ , и на вход  $a$  триггера Тр.

Триггер изменяет свое состояние, в результате чего схема закрывается, а схема И2 открывается. Очередной,  $n$ -й импульс поступает через схему И2 на выход ДПКД и одновременно на вход  $b$  триггера, возвращая его в исходное состояние. Триггер открывает схему И1, схема И2 закрывается и начинается новый цикл счета.

Если  $n_2$  — опознаваемое состояние счетчика, то коэффициент деления ДПКД определяется выражением

$$n = n_2 - n_1 + 1. \quad (6.2)$$

Подобные схемы при предельной частоте работы триггеров делителей 40 МГц позволяют выполнить ДПКД на частоте около 30 МГц [29].

## § 6.2. Цифровые синтезаторы с ДПКД

В структурной схеме цифрового синтезатора с ДПКД (рис. 6.4) любая частота  $f_{г1}$  подстраиваемого генератора  $\Gamma_1$  путем деления в ДПКД приводится к частоте  $f_0$  опорного генератора  $\Gamma_0$  [4, 17,

47]. Сравнение частот  $\frac{f_{Г1}}{N_d}$  и  $f_0$  производится в фазовом детекторе. Выходное напряжение фазового детектора через фильтр нижних частот и реактивный элемент воздействует на частоту подстраиваемого генератора. При завершении работы ФАП выполняется условие:

$$\frac{f_{Г1}}{N_d} = f_0 \quad \text{или} \quad N_{Г1} = N_d f_0. \quad (6.3)$$

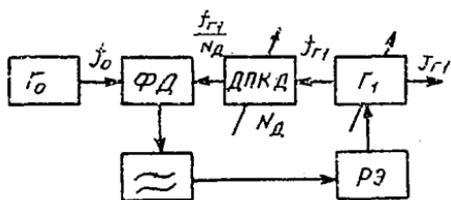


Рис. 6.4.

Поскольку  $N_d$  может принимать значения ряда натуральных чисел от  $N_{d \text{ мин}}$  до  $N_{d \text{ макс}}$ , то система позволяет стабилизировать генератор на частотах в диапазоне  $(f_{Г1})_{\text{мин}} = N_{d \text{ мин}} f_0$  до  $(f_{Г1})_{\text{макс}} = N_{d \text{ макс}} f_0$  с шагом сетки  $f_0$ .

Для перестройки синтезатора следует установить новый коэффициент деления ДПКД и перестроить генератор  $\Gamma_1$ .

Отличие данной схемы от схемы синтезатора, изображенной на рис. 5.9, заключается только в тракте приведения. В схеме рис. 5.9 частота подстраиваемого генератора приводится к эталону — частоте сравнения  $f_3$  двукратным преобразованием частоты. В схеме рис. 6.4 приведение достигается с помощью ДПКД.

Структурная схема, изображенная на рис. 6.4, в принципе обладает рядом достоинств:

1. Схема допускает уменьшение шага сетки. Для этого достаточно увеличить коэффициент деления ДПКД и изменить частоту сравнения.

Например, если генератор работает в диапазоне 1—2 МГц, то при  $N_d$ , изменяющемся в пределах 1000—2000 раз, и опорной частоте  $f_0 = 1$  кГц схема позволяет получить 1000 рабочих частот с шагом 1 кГц. При  $N_d = 10^4 \div 2 \cdot 10^4$  и  $f_0 = 100$  Гц количество рабочих частот увеличивается до  $10^4$ , а шаг сетки будет 100 Гц и т. д.

2. Схема обеспечивает большую полосу захватывания, которая не изменяется с сокращением шага сетки.

Полоса захватывания генератора связана с частотой сравнения  $f_0$  выражением

$$\frac{2\Delta f_3}{N_d} = \eta f_0. \quad (6.4)$$

где  $\eta$  — коэффициент, зависящий от типа фильтра нижних частот, сдвига фаз в кольце и других факторов;

$\Delta f_3$  — максимальная расстройка генератора, при которой происходит захватывание в системе ФАП.

Учитывая, что  $f_0 = \frac{f_{r1}}{N_d}$ , из (6.4) получаем  $2\Delta f_s = \eta f_r$ , т. е. область расстроек подстраиваемого генератора, соответствующих полосе захватывания, не зависит от коэффициента деления ДПКД и частоты сравнения.

Например, при  $\eta = 0,05$  допустимая область расстроек подстраиваемого генератора равна 5%. На частоте 5 МГц это составляет  $\pm 125$  кГц.

3. В кольце ФАП нет смесителей и, следовательно, существенно сокращается возможность появления побочных составляющих. Основным источником побочных колебаний в схеме будет напряжение частоты сравнения и ее гармоники, которые при неполном подавлении в ФНЧ вызывают частотную модуляцию подстраиваемого генератора.

4. В схеме имеется один перестраиваемый фильтр — ФНЧ и один перестраиваемый генератор  $G_1$ .

Вместе с тем схема обладает и рядом недостатков:

1. Верхний диапазон используемых частот здесь ограничен максимальной скоростью работы ДПКД. Эти делители, выполненные на интегральных схемах, могут работать на частотах до нескольких десятков мегагерц.

2. Сокращение шага сетки приводит к тому, что увеличивается время установления процессов в системе. В результате схема перестает устранять изменение частоты подстраиваемого генератора вследствие тряски, недостаточной фильтрации питающих напряжений и т. п. Например, при шаге сетки 10 Гц и, следовательно, частоте сравнения также 10 Гц система не будет устранять колебания частоты подстраиваемого генератора с частотой сети 50 Гц.

В этой связи рассмотрим некоторые направления технических решений, которые позволяют расширить диапазон рабочих частот и улучшить динамические свойства кольца ФАП с ДПКД. Сюда относится использование предварительного делителя, «поглощающего» счетчика, преобразование частоты в кольце ФАП и применение двух- или многокольцевых схем.

Расширение рабочего диапазона может быть достигнуто включением между подстраиваемым генератором и ДПКД делителя Д1 с фиксированным коэффициентом деления (рис. 6.5). Такие делители на транзисторах имеют верхнюю рабочую частоту до 100—200 МГц, а на туннельных диодах — до единиц гигагерц [51].

Полагая, что коэффициент деления предварительного делителя равен  $n$ , получаем

$$\frac{f_{r1}}{nN_d} = f_0, \quad \text{или} \quad f_{r1} = nN_d f_0. \quad (6.5)$$

Отсюда видно, что при изменении  $N_d$  на единицу частота  $f_{r1}$  изменяется на  $n f_0$ . Таким образом, включение предварительного

делителя ведет к увеличению шага сетки и применяется только в случае, когда такое увеличение допустимо.

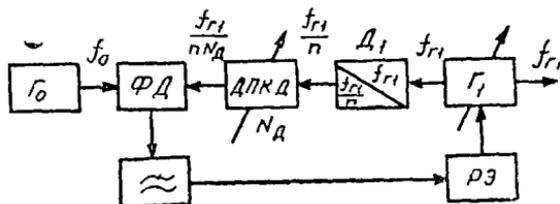


Рис. 6.5.

Расширение диапазона выходных частот синтезаторов с ДПКД может быть достигнуто с помощью преобразования частоты в тракте

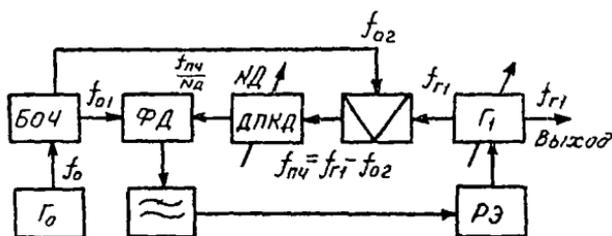


Рис. 6.6.

приведения (рис. 6.6). В этой схеме частота  $f_{r1}$  подстраиваемого генератора  $\Gamma_1$  преобразуется вниз по формуле

$$f_{пч} = f_{r1} - f_{o2} \quad (6.6)$$

и полученное напряжение частоты  $f_{пч}$  подается на ДПКД.

После срабатывания схемы ФАП выполняется условие

$$\frac{f_{пч}}{N_d} = f_{o1} \quad \text{или} \quad f_{r1} = f_{o2} + f_{o1} N_d. \quad (6.7)$$

Частоты  $f_{o1}$  и  $f_{o2}$  формируются из опорной частоты  $f_0$  в блоке опорных частот. Поэтому нестабильность выходной частоты полностью определяется опорным генератором.

При подстраиваемом генераторе, работающем в широком диапазоне частот, весь диапазон может быть перекрыт с помощью ряда вспомогательных частот  $f_{o2}$ .

Интервал между соседними вспомогательными частотами  $f'_{o2}$  и  $f''_{o2}$  должен выбираться из условия

$$|f'_{o2} - f''_{o2}| = f_{o1} (N_{д \max} - N_{д \min}), \quad (6.8)$$

где  $N_{д \max}$  и  $N_{д \min}$  — максимальный и минимальный коэффициенты деления ДПКД.

Из выражения (6.7) видно, что частота сравнения здесь определяет шаг сетки, но применение смесителей усложняет использование интегральных элементов в отдельных узлах устройства.

Здесь большие возможности открываются с применением так называемых цифровых смесителей (сумматоров). Из прямоугольных последовательностей импульсов произвольных частот  $f_1$  и  $f_2$  они дают возможность получить на выходе последовательности импульсов суммарной  $f_1+f_2$  или разностной  $f_1-f_2$  частоты.

Другой путь, позволяющий сохранить шаг сетки при использовании предварительного делителя, заключается в применении «поглощающего» счетчика (рис. 6.7). Принцип схемы основан на изменении в процессе работы коэффициента деления предварительного делителя  $D_1$  с помощью поглощающего счетчика [38].

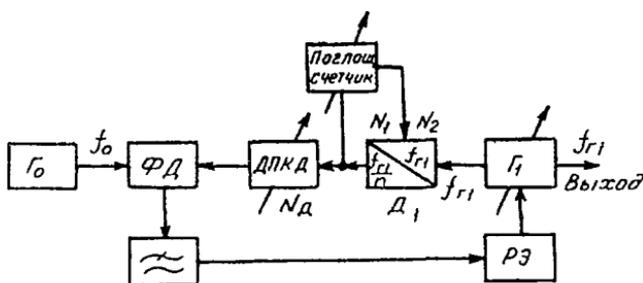


Рис. 6.7.

Обозначим коэффициенты деления, которые может иметь предварительный делитель  $D_1$ , через  $N_1$  и  $N_2$  и примем, что

$$N_2 = N_1 + 1. \quad (6.9)$$

Положим, что в исходный момент поглощающий счетчик не заполнен, а предварительный делитель имеет коэффициент деления  $N_1$ . Как видно из схемы, выходные импульсы предварительного делителя подаются на ДПКД и поглощающий счетчик.

Схема выполнена так, что когда число импульсов на выходе предварительного делителя достигнет значения  $p$ , поглощающий счетчик изменит коэффициент деления предварительного делителя с  $N_1$  на  $N_2$ . Поскольку работа предварительного делителя протекает непрерывно, на его выходе продолжают появляться импульсы. После того как их число составит еще  $q$  импульсов, коэффициент деления предварительного делителя вновь установится равным  $N_1$ .

Полный цикл работы предварительного делителя составит, таким образом,  $p$  подциклов деления с коэффициентом  $N_1$  и  $q$  подциклов с коэффициентом деления  $N_2$ . За весь цикл на вход предварительного делителя должно быть подано  $pN_1 + qN_2$  импульсов,

при этом число импульсов на выходе предварительного делителя будет  $p+q$ .

Если частота подстраиваемого генератора (т. е. частота импульсов на входе предварительного делителя) равна  $f_{г1}$ , то число полных циклов предварительного делителя в секунду  $\frac{f_{г1}}{pN_1+qN_2}$ , а число импульсов на входе ДПКД  $\frac{f_{г1}}{pN_1+qN_2}(p+q)$ .

В режиме синхронизации частота импульсов на выходе ДПКД равна  $f_0$ , или

$$\frac{f_{г1}}{pN_1+qN_2} \cdot \frac{p+q}{N_d} = f_0. \quad (6.10)$$

Положим, что в схеме всегда выполняется условие

$$p+q=N_d, \quad (6.11)$$

т. е. одновременно с изменением коэффициента деления ДПКД изменяется и «объем» поглощающего счетчика. Тогда  $f_{г1} = f_0(pN_1+qN_2)$  или, учитывая (6.11), (6.9):

$$f_{г1} = f_0(pN_1+qN_1+q) = f_0[N_1(p+q)+q] = f_0(N_1N_d+q). \quad (6.12)$$

Таким образом, изменяя  $q$  в пределах от 0 до  $N_1-1$ , можно осуществить синхронизацию генератора на частотах с шагом  $f_0$ . Изменение коэффициента деления ДПКД на единицу приводит к изменению частоты на  $f_0N_1$ .

В качестве примера в табл. 6.2 приведены значения  $N_d$ ,  $p$ ,  $q$  суммарного коэффициента деления  $N_1N_d+q$  при следующих параметрах синтезатора:  $f_{г1} = 20 \div 25$  МГц;  $f_0 = 5$  кГц;  $N_1 = 20$ ;  $N_2 = 21$ .

Таблица 6.2

$f_{г1}$ кГц	$N_d$	$q$	$p$	$N_1N_d+q$	Примечание
20 000	200	0	200	4000	$N_1=20$ $N_2=21$ $f_0=5$ кГц
20 005	200	1	199	4001	
20 010	200	2	198	4002	
20 095	200	19	181	4019	
20 100	201	0	201	4020	
20 105	201	1	200	4021	
20 110	201	2	199	4022	
20 995	201	19	190	4199	
21 000	210	0	210	4200	
21 005	210	1	209	4201	
25 000	250	0	250	5000	



При переходе с передачи на прием, когда синтезатор используется как 1-й гетеродин приемника, его частота увеличивается на 20 МГц (для этого используются иные, чем при передаче, номера гармоник умножителей) и понижается на 100 кГц с помощью ДПКД; для этого коэффициент  $N_d$  уменьшается на 2 при  $k=4$  и на 4 при  $k=2$ . Установка коэффициентов деления ДПКД, переключение генераторов и фильтров умножителей производится с пульта управления по цепям постоянного тока.

Синтезатор имеет следующие характеристики: подавление побочных составляющих более 80 дБ, время перестройки менее 500 мс, потребляемую мощность 2 Вт, объем синтезатора 300 см<sup>3</sup>. На рис. 6.9 изображена структурная схема двухкольцевого синте-

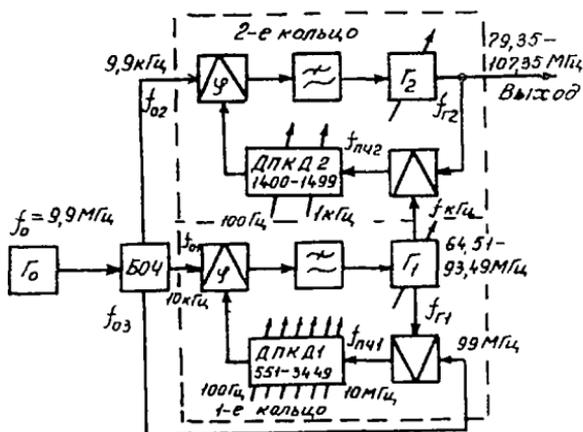


Рис. 6.9.

затора [43]. Опорный генератор синтезатора работает на частоте  $f_0 = 9,9$  МГц. В блоке опорных частот из этой частоты формируются колебания частот  $f_{01}$ ,  $f_{02}$ ,  $f_{03}$ :

$$f_{01} = \frac{f_0}{990} = 10 \text{ кГц}; f_{02} = \frac{f_0}{10^3} = 9,9 \text{ кГц}; f_{03} = 10f_0 = 99 \text{ МГц}. \quad (6.16)$$

Синтезатор имеет следующие основные особенности: 1) напряжение генератора 1-го кольца частоты  $f_{Г1}$  используется для преобразования частоты во 2-м кольце; 2) опорные частоты  $f_{01} = 10$  кГц и  $f_{02} = 9,9$  кГц выбраны относительно высокими и отличаются на 100 Гц. Преобразования частот в синтезаторе осуществляются по следующим формулам:

В 1-м кольце

$$f_{ПЧ1} = f_{03} - f_{Г1}; \quad (6.17)$$

$$\frac{f_{ПЧ1}}{N_{д1}} = f_{01}, \quad (6.18)$$

где  $N_{д1}$ —коэффициент деления ДПКД1,  $N_{д1}=531 \div 3449$ , откуда

$$f_{г1}=f_{о3}-N_{д1}f_{о1}. \quad (6.19)$$

Во 2-м кольце

$$f_{пч2}=f_{г2}-f_{г1}; \quad (6.20)$$

$$\frac{f_{пч2}}{N_{д2}}=f_{о2}, \quad (6.21)$$

где  $N_{д2}$ —коэффициент деления ДПКД2,  $N_{д2}=1400 \div 1499$ , откуда

$$f_{г2}=f_{г1}+N_{д2}f_{о2}. \quad (6.22)$$

Учитывая (6.19), получаем:

$$f_{г2}=f_{о3}-N_{д1}f_{о1}+N_{д2}f_{о2}, \quad (6.23)$$

или

$$f_{г2}=(99 \cdot 10^3 - 10N_{д1} + 9,9N_{д2}) \text{ кГц}. \quad (6.24)$$

Из (6.24) следует, что изменение коэффициента  $N_{д1}$  на единицу изменяет выходную частоту синтезатора на 10 кГц. Если же на единицу изменить  $N_{д1}$  и одновременно в ту же сторону изменить  $N_{д2}$ , частота на выходе синтезатора изменится на 100 Гц.

Таким образом, применение двухкольцевой схемы синтезатора с частотами сравнения, отличающимися на 100 Гц, позволило совместить малый шаг сетки и высокую частоту сравнения. Полоса удержания 1-го кольца равна диапазону подстраиваемого генератора  $2\Delta f_y = 93,49 - 64,51 = 28,98$  МГц, а полоса захвата  $2\Delta f_z = 8$  МГц. Поэтому для грубой предварительной настройки генератора  $G_1$  применена частотная автоподстройка (на рис. 6.9 ЧАП не показана).

Синтезаторы с ДПКД разработаны для самых различных диапазонов. При высоких выходных частотах (сотни и тысячи мегагерц) с помощью ДПКД формируется сетка частот в диапазоне от десятков до 100—150 МГц. Затем сетка транспонируется вверх путем умножения частоты или импульсно-фазовой автоподстройки.

Так, в синтезаторе модели 700А [48] сетка частот формируется в диапазоне 23—24 МГц и переносится в диапазон 2300—2400 МГц умножением частоты в 100 раз.

В синтезаторе, работающем в диапазоне 2—12,4 ГГц [34], сетка частот формируется в диапазоне 50—60 МГц и транспонируется вверх в диапазон 500—600 МГц системой импульсно-фазовой автоподстройки, а затем в диапазон 1—1,7 ГГц с помощью преобразования частоты. Диапазон частот 2—12,4 ГГц перекрывается умножением частоты в каскаде на диоде со ступенчатым восстановлением.

## § 6.4. Синтезаторы, использующие цифровые фильтры

Во всех рассмотренных ранее методах синтеза частот опорный генератор использовался для формирования составляющих, из которых путем суммирования, умножения, деления, автоматической подстройки или комбинации этих методов получались колебания заданной частоты.

Развитие техники ЦВМ позволило создать принципиально новый метод синтеза, в котором опорный генератор определяет стабильные моменты выборки. Амплитуда выборок для каждой заданной частоты вычисляется на основе данных, хранимых в памяти ЦВМ. Таким образом, синтезатор представляет собой по существу цифровой фильтр. Структурная схема подобного синтезатора изображена на рис. 6.10 [44].

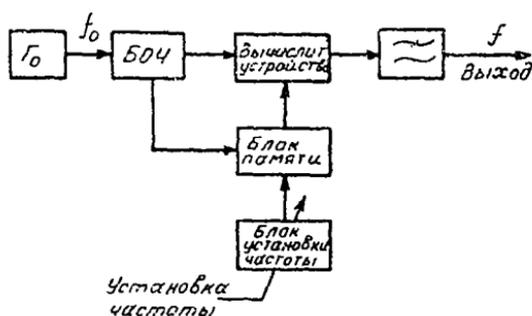


Рис. 6.10.

Вычислительное устройство в схеме выдает импульсы, модулированные по амплитуде в соответствии с заданным законом, а напряжение требуемой частоты выделяется фильтром нижних частот.

Процесс вычисления амплитуд выборок может быть иллюстрирован следующим примером. Положим, что необходимо получить частоты с шагом  $f_0$ . Пусть любая из частот  $f$  кратна шагу, т. е.  $f = kf_0$ , причем число выборок в секунду равно  $F$  ( $k$  — целое число). Период выборок  $T = \frac{1}{F}$ . В соответствии с теоремой Котельникова должно выполняться условие:

$$2f_{\text{макс}} = 2k_{\text{макс}}f_0 \leq F.$$

Примем, что частота выборок также кратна частоте сетки, т. е.  $F = qF_0$ , где  $q$  — целое число. Тогда для любой частоты  $f$  выполняется условие:

$$\frac{f}{F} = \frac{k}{q} \quad \text{или} \quad f = \frac{k}{q} F. \quad (6.25)$$

Отсюда видно, что любая генерируемая частота  $f$  и частота выборок  $F$  находятся в дробнорациональном отношении и через  $q$  периодов генерируемого напряжения значения выборок будут повторяться. Для амплитуд выборок в моменты  $(n+1)T$  и  $(n-1)T$  при амплитуде генерируемого напряжения  $U_m=1$ , частоте  $\omega = 2\pi f = 2\pi k f_0$  имеем:

$$\sin(n+1)T\omega = \sin nT\omega \cos T\omega + \cos nT\omega \sin T\omega, \quad (6.26)$$

$$\sin(n-1)T\omega = \sin nT\omega \cos T\omega - \cos nT\omega \sin T\omega, \quad (6.27)$$

откуда

$$\sin(n+1)T\omega + \sin(n-1)T\omega = 2 \sin nT\omega \cos T\omega, \quad (6.28)$$

или

$$Y_{n+1} = Y_n 2 \cos T\omega - Y_{n-1}, \quad (6.29)$$

где  $Y_{n+1}$ ,  $Y_n$ ,  $Y_{n-1}$  — амплитуды выборок в моменты  $(n+1)T$ ,  $nT$  и  $(n-1)T$ .

Таким образом, полученное рекуррентное выражение (6.29) позволяет вычислить амплитуды выборок в моменты  $(n+1)T$ , если известны значения выборок в моменты  $(n-1)T$  и  $nT$ .

Если принять, что вычисления начинаются в момент  $t=0$ , когда  $n=1$ , то для вычисления выборок каждой из частот в памяти машины необходимо хранить две величины  $Y_1 = \sin \omega T$  и  $2 \cos \omega T$ . Существуют методы, позволяющие значительно уменьшить объем памяти.

Ошибка в вычислениях не будет накапливаться, если после каждого цикла длительностью  $\frac{1}{qf} = \frac{1}{qk f_0}$ , когда значения выборок начнут повторяться, обратиться к памяти и начать вычисления сначала. Как показывают расчеты, подобные синтезаторы могут работать на частотах в сотни килогерц и иметь уровень побочных колебаний на выходе порядка 70 дБ. В таких синтезаторах может быть осуществлено, например, линейное изменение фазы выходного напряжения или изменение фазы в дискретные моменты времени, что позволяет применить синтезаторы в качестве частотных модуляторов.

Другая область применения — генерирование сигналов, частота которых изменяется по заданному закону. При этом закон изменения частоты может быть весьма сложным.

## § 6.5. Цифрофазовые синтезаторы

Цифрофазовые синтезаторы [27, 28] позволяют в значительной мере разрешить основную трудность, возникающую в цифровых синтезаторах, — совместить высокую скорость установления частоты колебаний и малый шаг сетки.

Упрощенная структурная схема цифрофазового синтезатора (рис. 6.11) включает в себя подстраиваемый генератор  $\Gamma_1$ , генератор импульсов  $\Gamma И$ , систему управления, систему автоподстройки частоты генератора (вентили  $B_1$  и  $B_2$ , интегратор, систему стробирования и синхронизации) и тактовое устройство с опорным генератором  $\Gamma_0$ .

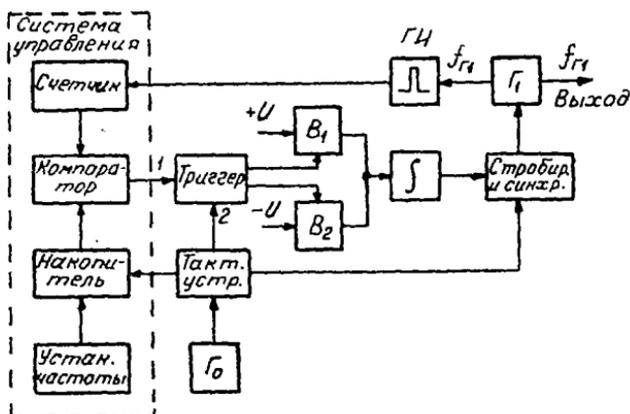


Рис. 6.11.

В свою очередь, система управления состоит из счетчика импульсов (регистра), системы установки частоты, накопителя импульсов и компаратора. Тактовое устройство через определенные интервалы подает импульсы, управляющие накопителем, триггером по входу 2 и устройством стробирования и синхронизации.

Положим, например, что тактовые импульсы на накопитель подаются с интервалом 1 мс, т. е. 1000 имп/с. Каждый раз при очередном импульсе в накопителе записывается некоторое число, определяемое установкой частоты. Пусть при данной установке частоты это число равно 401, т. е. за секунду в накопителе будет записано число  $401 \cdot 10^3$ . Тогда, если первая запись была произведена в момент  $t_1$  (рис. 6.12), число в накопителе может быть представлено ступенчатой ломаной линией  $N_1(t)$ .

В счетчике (регистре) записываются импульсы, число которых  $N_2(t)$  зависит от частоты генератора  $f_{Г1}$  и времени с момента начала отсчета. Число импульсов в счетчике на рис. 6.12 показано прямой  $N_2(t)$ . Фактически это ступенчатая ломаная, такая же как  $N_1(t)$ , но с очень небольшими ступеньками. Когда, например, ордината  $N_2(t)$  возрастает на 401, то это означает, что на данном интервале была 401 ступенька.

Число импульсов, записанных в счетчике, и число в накопителе сравниваются в компараторе. Когда числа оказываются равными, на выходе компаратора формируется импульс. Этот импульс запу-

скает триггер системы управления по входу 1. По входу 2 тактовыми импульсами триггер возвращается в исходное состояние в моменты  $t_1, t_2, t_3, \dots$ . Триггер управляет вентилями  $B1$  и  $B2$ , через которые положительное или отрицательное напряжение подается на интегратор.

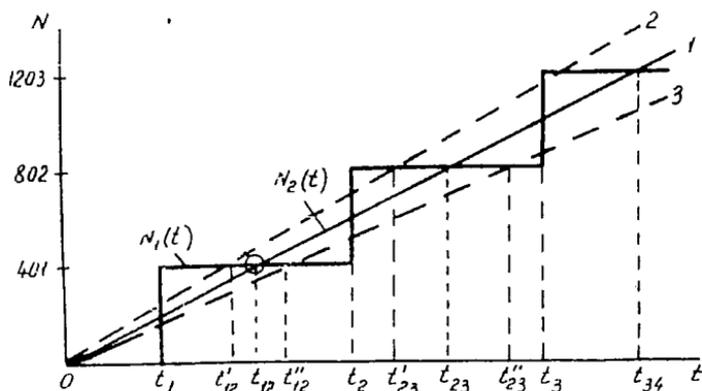


Рис. 6.12.

Если число импульсов генератора равно числу, записанному в накопителе характеристики,  $N_1(t)$  и  $N_2(t)$  пересекаются точно на середине очередной ступеньки и интервалы равны  $\Delta t_1' = \Delta t_2''$ , где  $\Delta t_1' = t_{12} - t_1$ ,  $\Delta t_2'' = t_2 - t_{12}$ . Тогда вентили  $B1$  и  $B2$  открываются на одно и то же время, и среднее напряжение на выходе интегратора равно нулю, так как подстройки генератора не требуется.

Если же частота генератора увеличится, крутизна характеристики  $N_2(t)$  возрастет (график 2 рис. 6.12) и момент пересечения  $N_1(t)$  и  $N_2(t)$  сместится влево. Характеристики пересекутся в момент  $t_{12}'$ . Поскольку  $t_{12}' - t_1 < t_2 - t_{12}'$ , интервал времени, когда открывается вентиль  $B1$ , будет больше, чем интервал, в течение которого открыт вентиль  $B2$ . На выходе интегратора появится постоянное напряжение, которое подстроит генератор  $\Gamma_1$ . Аналогично, если частота генератора уменьшится (график 3), пересечение характеристик произойдет в точке  $t_{12}''$ ; на выходе интегратора появится напряжение иного знака, и генератор будет подстраиваться в другую сторону.

Система, показанная на рис. 6.11, допускает установку частоты только кратной тактовой. В приведенном примере частота кратна 1000 Гц и равна 401000 Гц.

Если в системе необходимо было бы получить частоту 401 240 Гц, в накопителе пришлось бы периодически записывать то число 401, то 402. При первой записи незаписанный остаток составил бы 0,240; после второй 0,480; после третьей 0,720, после четвертой 0,960. При пятой записи пришлось бы записать число 402 и незаписанный остаток равнялся бы 0,200. Таким образом, коррекция частоты

генератора произошла бы только после пятой записи. Средняя частота генератора была бы равна заданной, но неизбежно возникла бы фазовая модуляция генератора.

Для компенсации фазовой модуляции (фазового сдвига) генератора, вызванного накоплением дробного остатка, накопитель выполняется из двух блоков (рис. 6.13). В блок *II* записывается

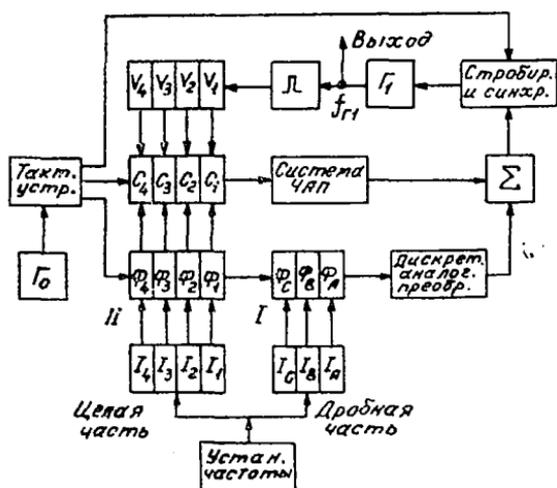


Рис. 6.13.

целая часть числа: в каскады  $\Phi_1$ —единицы,  $\Phi_2$ —десятки,  $\Phi_3$ —сотни и т. д.; в блок *I*—дробная часть числа: в каскады  $\Phi_C$ —десятые, в  $\Phi_R$ —сотые, в  $\Phi_A$ —тысячные.

Блок целых чисел *II* соединен с каскадами  $C_1, C_2, \dots$  компаратора. Счетчик импульсов генератора состоит из каскадов счета единиц ( $V_1$ ), десятков ( $V_2$ ) и т. д. и тоже связан с компаратором.

Блок *I* соединен с дискретноаналоговым преобразователем, напряжение на выходе которого пропорционально величине записанного остатка.

График изменения величины остатка во времени  $\Delta N_1(t)$  и пропорционального ему напряжения на выходе цифроаналогового преобразователя изображен на рис. 6.14. Напряжение цифроаналогового преобразователя суммируется с напряжением от системы управления, и, таким образом, коррекция частоты генератора осуществляется еще до того, как лишняя единица будет записана в блоке *I* накопителя.

Модель цифрофазового синтезатора, работающего в диапазоне 0—10 999 999 Гц, имеет следующие характеристики [28]:

- шаг сетки 1 Гц;
- подавление негармонических паразитных сигналов —90 дБ;

- спектральная плотность фазы в полосе  $\pm 15$  кГц (исключая  $\pm 10$  Гц) —90 дБ; за пределами полосы  $\pm 15$  кГц равна —110 дБ;
- отношение сигнал/шум в полосе  $\pm 15$  кГц; исключая  $\pm 1$  Гц, 54 дБ;

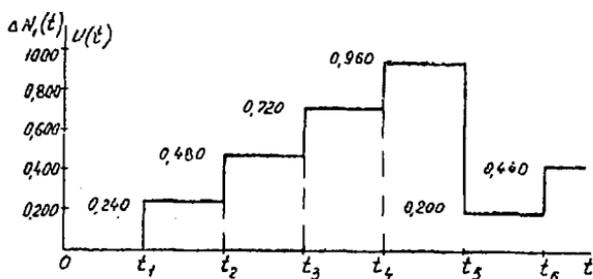


Рис. 6.14.

- тактовая частота 100 кГц;
- время установления частоты при изменении на 1 МГц не превышает 200 мкс;
- стабильность частоты  $\pm 2 \cdot 10^{-7}$  за сутки.

## КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЧАСТОТ И РАДИОВОЛН

Диапазон радиочастот			Диапазон радиоволн			
Наименование диапазона			Границы диапазона	Наименование диапазона		Границы диапазона
Основной термин	Параллельный термин			Основной термин	Параллельный термин	
	полное наименование	сокращенное наименование				
1-й диапазон частот	Крайне низкие частоты	КНЧ	3—30 Гц	1-й диапазон волн	Декамегаметровые волны	100—10 Мм
2-й диапазон частот	Сверхнизкие частоты	СНЧ	30—300 Гц	2-й диапазон волн	Мегаметровые волны	10—1 Мм
3-й диапазон частот	Ифранизкие частоты	ИНЧ	0,3—3 кГц	3-й диапазон волн	Гектокилометровые волны	1000—100 км
4-й диапазон частот	Очень низкие частоты	ОНЧ	3—30 кГц	4-й диапазон волн	Мириаметровые волны	100—10 км
5-й диапазон частот	Низкие частоты	НЧ	30—300 кГц	5-й диапазон волн	Километровые волны	10—1 км
6-й диапазон частот	Средние частоты	СЧ	0,3—3 МГц	6-й диапазон волн	Гектометровые волны	1—0,1 км
7-й диапазон частот	Высокие частоты	ВЧ	3—30 МГц	7-й диапазон волн	Декаметровые волны	100—10 м
8-й диапазон частот	Очень высокие частоты	ОВЧ	30—300 МГц	8-й диапазон волн	Метровые волны	10—1 м
9-й диапазон частот	Ультравысокие частоты	УВЧ	0,3—3 ГГц	9-й диапазон волн	Дециметровые волны	1—0,1 м
10-й диапазон частот	Сверхвысокие частоты	СВЧ	3—30 ГГц	10-й диапазон волн	Сантиметровые волны	10—1 см
11-й диапазон частот	Крайне высокие частоты	КВЧ	30—300 ГГц	11-й диапазон волн	Миллиметровые волны	10—1 мм
12-й диапазон частот	Гипервысокие частоты	ГВЧ	0,3—3 ТГц	12-й диапазон волн	Децимиллиметровые волны	1—0,1 мм

### РАСЧЕТ ЧАСТОТ ПОБОЧНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА ВЫХОДЕ СМЕСИТЕЛЕЙ \*)

Смесители (сумматоры) являются одним из основных источников побочных колебаний в синтезаторах частоты.

Частоты составляющих, возникающих на выходе смесителя, в общем виде могут быть записаны так:

$$F_l = |nf_1 \pm pf_2|, \quad (1)$$

где  $F$  — частоты комбинационных составляющих;

$f_1, f_2$  — частоты входных колебаний;

$n, p$  — целые числа 0, 1, 2, 3...

Полезным продуктом при алгебраическом суммировании частот является

$$F = |f_1 \pm f_2|. \quad (2)$$

Опасные комбинационные составляющие имеют частоты:

$$F_n = \pm nf_1 \pm pf_2 = F \pm \Delta F, \quad (3)$$

где  $\Delta F$  — половина полосы пропускания фильтра, включенного на выходе сумматора:

$$\Delta F = \frac{\Delta F_{\phi}}{2}; \quad n+p \geq 3.$$

Положим, что  $f_1 > f_2$ , и вычтем (2) из (3). Тогда

$$F_n - F = F \pm \Delta F - F = \pm nf_1 \mp pf_2 - (f_1 \mp f_2),$$

или

$$\pm \Delta F = \pm f_1 (n \mp 1) \mp f_2 (p \pm 1). \quad (4)$$

Если частоты побочных составляющих точно равны полезной, т. е.  $\pm \Delta F = 0$ , то

$$\pm f_1 (n \mp 1) \mp f_2 (p \pm 1) = 0. \quad (5)$$

Обозначим коэффициенты, входящие в выражение (5), через  $l$  и  $q$ . Тогда (5) можно выразить в виде:

$$\pm lf_1 \mp qf_2 = 0. \quad (6)$$

Здесь  $l$  и  $q$  — целые числа, и уравнение (6) имеет бесчисленное множество решений, так же как и уравнение (3).

Практический интерес представляют комбинации, амплитуды которых превосходят заданную величину.

\*) Приложение II написано О. Н. Подборским.

Назовем сумму  $M=n+p$  (7) порядком комбинации. Величины  $n$  и  $p$ , входящие в (7), определяют структуру побочного колебания. Амплитуды побочных составляющих сложным образом зависят от их структуры и в общем случае уменьшаются с увеличением порядка комбинации.

Определим соотношение суммируемых частот, при которых побочные составляющие разных порядков попадают в полосу пропускания выходного фильтра. Обозначим:

$$\frac{f_2}{f_1} = a \quad (a < 1); \quad \vartheta = \frac{\Delta F}{F}. \quad (8)$$

Тогда

$$F = f_1 (1 \pm a) \quad (9)$$

и

$$F_n = F \pm \Delta F = F (1 \pm \vartheta). \quad (10)$$

Из выражения (3) для двух случаев получаем:

$$F_{n1} = n f_1 - p f_2 = f_1 (n - a p); \quad (11)$$

$$F_{n2} = -n f_1 + p f_2 = f_1 (a p - n). \quad (11a)$$

Учитывая (8), (10) и (11), имеем:

$$n - a p = (1 \pm a) (1 \pm \vartheta); \quad (12)$$

$$a p - n = (1 \pm a) (1 \pm \vartheta). \quad (12a)$$

Из выражения (12) для суммарной полезной составляющей

$$F' = f_1 + f_2 = f_1 (1 + a)$$

отношения смешиваемых частот  $a$ , при которых побочные составляющие попадают в полосу выходного фильтра, будут определяться выражениями:

$$a = \frac{n-1 \mp \vartheta}{p+1 \pm \vartheta}; \quad (13)$$

$$a = \frac{n+1 \pm \vartheta}{p-1 \mp \vartheta}. \quad (13a)$$

Аналогично для разностной побочной составляющей:

$$F'' = f_1 - f_2 = f_1 (1 - a);$$

$$a = \frac{n-1 \pm \vartheta}{p-1 \mp \vartheta}; \quad (14)$$

$$a = \frac{n+1 \pm \vartheta}{p+1 \mp \vartheta}. \quad (14a)$$

Результаты расчетов по формулам (13) и (14) для полосы пропускания фильтра, равной 5% от частоты полезной составляющей ( $\Delta F = 0,05F$ ), приведены на рис. 1 и 2.

По оси абсцисс на рис. 1 и 2 отложено отношение

$$a = \frac{f_2}{f_1} \quad (f_2 < f_1).$$

Ординаты, ограничивающие области, пораженные комбинационными помехами, пропорциональны порядку комбинации  $M=n+p$ . Номера гармоник  $n$  и  $p$  показаны дробью над пораженными областями. Рис. 1 относится к случаю выделения суммарной частоты  $F' = f_1 + f_2$ , рис. 2—к случаю выделения разностной частоты  $F'' = f_1 - f_2$ .

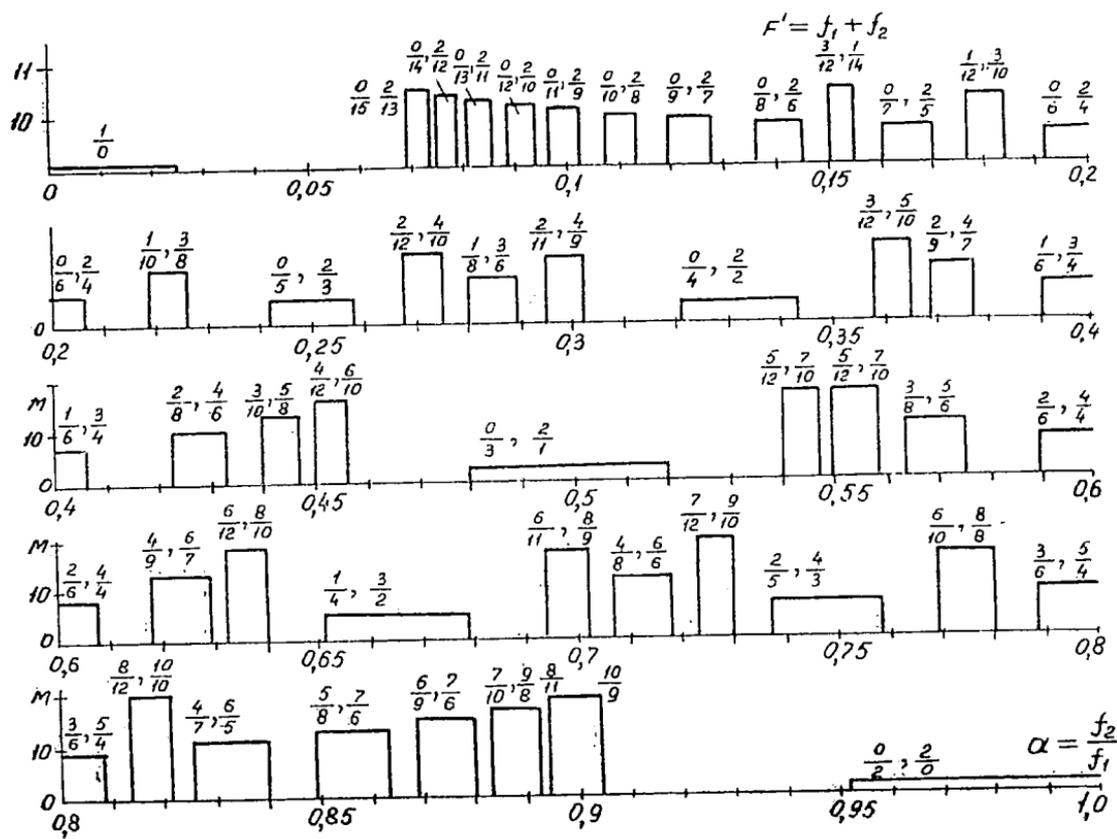


Рис. 1

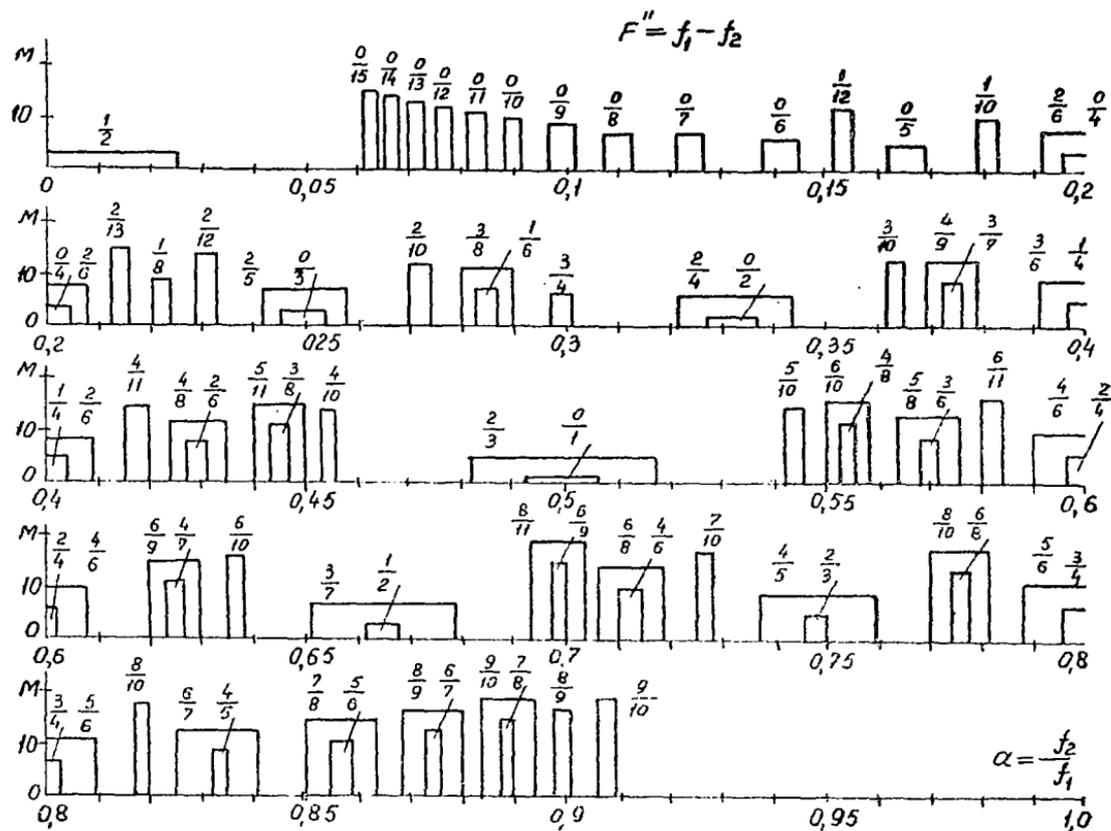


Рис. 2

## ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Юзвинский. О некоторых способах приема радиоволн с сохранением фазовых соотношений. ЖТФ, т. XI, вып. 1—2, 1941.
2. В. И. Юзвинский. Об одном варианте схемы интерференционных приборов для определения фазового распределения электромагнитного поля. ЖТФ, т. XI, вып. 1—2, 1941.
3. E. H. Hugenholtz. The Impulse-Governed Oscillator System for Frequency Stabilisation. Philips Technical Review, 1952, N 5, vol. 14.
4. R. W. Frank. A computer-type decade frequency synthesizer. Convention Record of the IRE, 1954, part 10.
5. R. W. Stuart. A high-speed digital frequency divider of arbitrary scale. Convention Record of the IRE, 1954, part 10.
6. H. Romander, R. Wetson. Navy Transmitter Uses Frequency Synthesizer. Electronics, January, 1955.
7. T. L. Wadley. Variable-frequency crystal controlled receivers and generators. Trans. IEE (South Africa), Feb., 1954.
8. И. Н. Петров, В. М. Скороспелов. Делители частоты (обзор по иностранной литературе), 1956.
9. G. Salmel. An Analysis of Pulse-Synchronized Oscillators. Proc. IRE, Nov., N 11, 1956, vol. 44.
10. А. М. Семенов, А. Б. Иванов, Л. Н. Сосновкин. Радиопередающие устройства. Л., ВКАС, 1960.
11. Р. М. Капанов, В. А. Левин. Автоматическая подстройка частоты. Госэнергоиздат, М.—Л., 1962.
12. Багдади, Ликольн, Нелин. Кратковременная стабильность частоты. ТИИЭР, № 7, июль, 1965.
13. Ж. Фаго, Ф. Мань. Частотная модуляция. Сов. радио, 1965.
14. Катлер, Сирль. Некоторые аспекты теории и измерений частотных флуктуаций стандартов частоты. ТИИЭР № 2, февраль, 1966.
15. Л. Я. Кантор. Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов. Связь, 1967.
16. G. Ed. Sticckholm. Frequency synthesizer (Патент США) N 17807/67, Int. Cl. H. 03, b. 21/02.
17. Эверс. Универсальный цифровой синтезатор частоты для аппаратуры подвижной радиосвязи. Зарубежная радиоэлектроника № 10, 1967.
18. А. С. Галин. К вопросу о частотном плане мобильных радиорелейных линий СВЧ диапазона. Вопросы радиоэлектроники. Серия «Техника радиосвязи», вып. 5, 1968.
19. И. А. Гусятинский, А. С. Немировский, А. В. Соколов, В. Н. Троицкий. Дальняя тропосферная связь. М., Связь, 1968.
20. М. М. Зарецкий. Методика расчета схемы ФАПЧ с трактом деления в цепи обратной связи. Вопросы радиоэлектроники. Серия X, Вып. 2, 1968.
21. В. И. Матвеев. Частотные характеристики кольца ФАП генератора СВЧ в режиме частотной автоподстройки. Вопросы радиоэлектроники. Серия «Техника радиосвязи», вып. 5, 1968.
22. Цифровой делитель с регулируемым коэффициентом деления. Патент ФРГ № 1201406, кл. 21a<sup>1</sup>, 36—22, 1968.
23. R. J. Hughes, R. I. Sacha. The Lohap frequency synthesizer. Frequency, 1968, 6, N 8.
24. V. Kroupa. Theory of Frequency Synthesis. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM—17, March, 1968, N 1.

25. Раднопередающие устройства. Под редакцией Г. А. Зейтленка. М., Связь, 1969.
26. Н. И. Чистяков. Декадные синтезаторы частоты. Связь, М., 1969.
27. N. B. Braumer. Frequency Synthesizer (Патент США) N 791912, Int. Cl. H. 03, b. 3/08, U. S. Cl. 331—16.
28. G. C. Gillette. The Digiphase synthesizer. Frequency Technology, August, 1969.
29. H. J. Klein. Mehrstufige Frequenzteiler mit vorwählbaren Teilverhältnissen. Nachrichtentechnik 19, 1969, H. 10.
30. K. Thrower. Frequency Synthesizer. Electronic equipment news, August, 1969.
31. В. А. Левин. Стабилизация дискретного множества частот. Энергия, М., 1970.
32. Нурденс. Синтезаторы частоты — обзор методов построения приборов. Зарубежная радиоэлектроника, 1970, № 5.
33. Electronic Design, vol. 18, N 12, June, 1970. (Справка о фирмах-изготовителях).
34. J. L. Barnum. A Multioctave Microwave Synthesizer. The Microwave Journal, vol. 13, N 10, Oct., 1970.
35. Dott G. W. Horn. La Sintesi di frequenza. Autonzione e automatisme, 1970, XIV, N 1.
36. A. J. Kline. Coherent jump frequency Synthesizer (Патент США) N 3696306, Int. Cl. 331—2, H. 03, b. 3/06.
37. D. B. Leeson. Short term stable microwave sources. Microwave Journal, June, 1970.
38. I. Nichols, Ch. Shinn. Pulse swallowing. EDN, October, 1, 1970.
39. А. Д. Князев, В. Ф. Пчелкин. Проблемы обеспечения совместной работы радиоэлектронной аппаратуры. Сов. радио, М., 1971.
40. В. Ф. Пчелкин. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Знание, М., 1971.
41. Н. А. Сартасов, В. М. Едвабный, В. В. Грибин. Коротковолновые магистральные радиоприемные устройства. Связь, М., 1971.
42. J. C. Basset, J. P. Debest. Synthetiseurs numeriques pour les radiocommunications. L'Onde électrique, janvier, 1971, vol. 51, N 1.
43. R. D. Tollefson. Frequency Synthesizer (Патент США) N 3588732. H. 03, b. 3/04.
44. Турней, Рейдер, Голд. Цифровые синтезаторы частоты. Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 3.
45. В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. Системы фазовой автоподстройки частоты. Связь, М., 1972.
46. P. Bikker. Frequency synthesizer RY 746 for HF receivers and transmitters. Philips Telecommunication Review, vol. 30, N 3, August, 1972.
47. D. J. Martin, A. F. Evers. Digital frequency Synthesizers a design history. Electronics and Power, 18 Febr., 1972.
48. H. Pichal. What to Look for in Frequency Synthesizers. Microwaves, vol. 11, November, N 11, 1972.
49. J. Ribour. Noise Characteristics in Synthesizers. Recivers. Electric Commun., 1972, vol. 47, N 2.
50. С. А. Белевицкий, В. С. Котов, Ю. В. Лунатов. Спектры сигналов с функциональной фазовой модуляцией в импульсных синтезаторах частоты. Радиотехника, 1973, 28, № 6.
51. Там. Новый кольцевой счетчик на туннельных диодах. ТИИЭР № 4, 1973.
52. T. Frühauf. Die Technik der Frequenzsynthese. Elektronik, 1973, N 4.
53. V. Kroupa. Kmolocově syntezátory. Slaboproudý obzor, 1973, 34, N 3.
54. St. Ruyon. Focus on Signal generators and synthesizers. Electronic Design 10, May 10, 1973.
55. М. М. Зарецкий, М. Е. Мовшович. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки. Энергия, Л., 1974 (в печати).

## ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	4
<b>Глава 1. Классификация схем и параметры синтезаторов частоты . . . . .</b>	<b>7</b>
§ 1.1. Классификация схем синтезаторов частоты . . . . .	7
§ 1.2. Параметры синтезаторов частоты . . . . .	10
§ 1.3. Диапазон и шаг сетки рабочих частот . . . . .	11
§ 1.4. Стабильность частоты синтезаторов . . . . .	15
§ 1.5. Кратковременная стабильность частоты генераторов . . . . .	19
§ 1.6. Побочные колебания спектра выходного сигнала синтезатора . . . . .	25
<b>Глава 2. Прямые методы синтеза частоты . . . . .</b>	<b>29</b>
§ 2.1. Прямой синтез заданной частоты . . . . .	29
§ 2.2. Примеры прямого синтеза заданной частоты . . . . .	37
§ 2.3. Прямые методы синтеза в диапазоне частот . . . . .	42
<b>Глава 3. Синтезаторы с частотной автоподстройкой . . . . .</b>	<b>50</b>
§ 3.1. Основные соотношения при частотной автоподстройке . . . . .	50
§ 3.2. Подавление побочных колебаний при частотной автоподстройке . . . . .	54
§ 3.3. Примеры схем синтезаторов с частотной автоподстройкой . . . . .	57
<b>Глава 4. Компенсационные схемы синтезаторов частоты . . . . .</b>	<b>64</b>
§ 4.1. Метод компенсации . . . . .	64
§ 4.2. Побочные колебания при модуляции вспомогательного генератора . . . . .	69
§ 4.3. Примеры синтезаторов с компенсацией . . . . .	72
<b>Глава 5. Синтезаторы с фазовой автоподстройкой частоты . . . . .</b>	<b>76</b>
§ 5.1. Установление колебаний в схеме ФАП . . . . .	76
§ 5.2. Фильтрующие свойства кольца ФАП . . . . .	83
§ 5.3. Структурные схемы синтезаторов с фазовой и импульснофазовой автоподстройкой частоты . . . . .	88
<b>Глава 6. Цифровые синтезаторы частоты . . . . .</b>	<b>92</b>
§ 6.1. Делитель с переменным коэффициентом деления . . . . .	92
§ 6.2. Цифровые синтезаторы с ДПКД . . . . .	95
§ 6.3. Примеры синтезаторов с ДПКД . . . . .	101
§ 6.4. Синтезаторы, использующие цифровые фильтры . . . . .	104
§ 6.5. Цифрофазовые синтезаторы . . . . .	105
<b>Приложение I. Классификация радиочастот и радиоволн . . . . .</b>	<b>110</b>
<b>Приложение II. Расчет частот побочных составляющих на выходе смесителей . . . . .</b>	<b>111</b>
<b>Литература . . . . .</b>	<b>115</b>

Редактор *Калганова З. Л.*  
Корректор *Люкшина Н. А.*

---

Сдано в набор 15 марта 1974 г.      Подписано к печати 29 апреля 1974  
Г-305035.      Объем 7,5 печ. л.      Зак. 233.  
Для внутриведомственной продажи      Цена 1 руб. 47 коп.

---

Типография ВАС

14  
27955