

СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ (СЧ)

Основные характеристики СЧ

Генерирование высокостабильных первичных колебаний, задающих временной масштаб работы системы, происходит в спецустройстве – возбuditеле передатчика. Часто в возбuditеле осуществляется и модуляция первичных колебаний.

В современных РПУ в качестве возбuditелей используются синтезаторы частоты, которые генерируют колебания дискретной сетки частот. Сетка частот формируется из колебаний нескольких или одного эталонного автогенератора (ЭГ) с прецизионной стабильностью эталонной частоты $f_{\text{ЭГ}}$.

Основные параметры СЧ:

1. Диапазон рабочих частот $f_{\text{min}} \div f_{\text{max}}$;
различают СЧ с малым диапазоном перекрытия $k_f = f_{\text{max}} / f_{\text{min}} < 1.2$,
и широкодиапазонные СЧ $k_f > 1.2$.
2. Характер перекрытия диапазона (плавный или дискретный);
3. Шаг дискретной сетки частот F_c или объем частот СЧ;
$$N = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{F_c} + 1$$

 $N = 10 \div 10^5$ и более, шаг сетки F_c – от долей Гц до десятков кГц.
4. Относительная долговременная нестабильность частоты;
 $\Delta f_p / f_p = (10^{-5} \div 10^{-6}) \div (10^{-9} \div 10^{-13})$
недорогие кварцы ... квантовые стандарты

4. Коэффициент подавления побочных колебаний:

$$\Delta = 10 \lg(P_p / P_{\text{поб}}) = 20 \lg(U_p / U_{\text{поб}}),$$

по нормам $\Delta > 60..80$ дБ, а в отдельных случаях $\Delta > 100$ дБ.

5. Время перехода с одной $f_{\text{раб}}$ на другую - определяет быстродействие.

6. Выходное напряжение 0,5-1 В на нагрузке 50...75 Ом (мощность на выходе СЧ P_p - обычно до 10 мВт). Большие мощности и высокая стабильность частоты не совместимы.

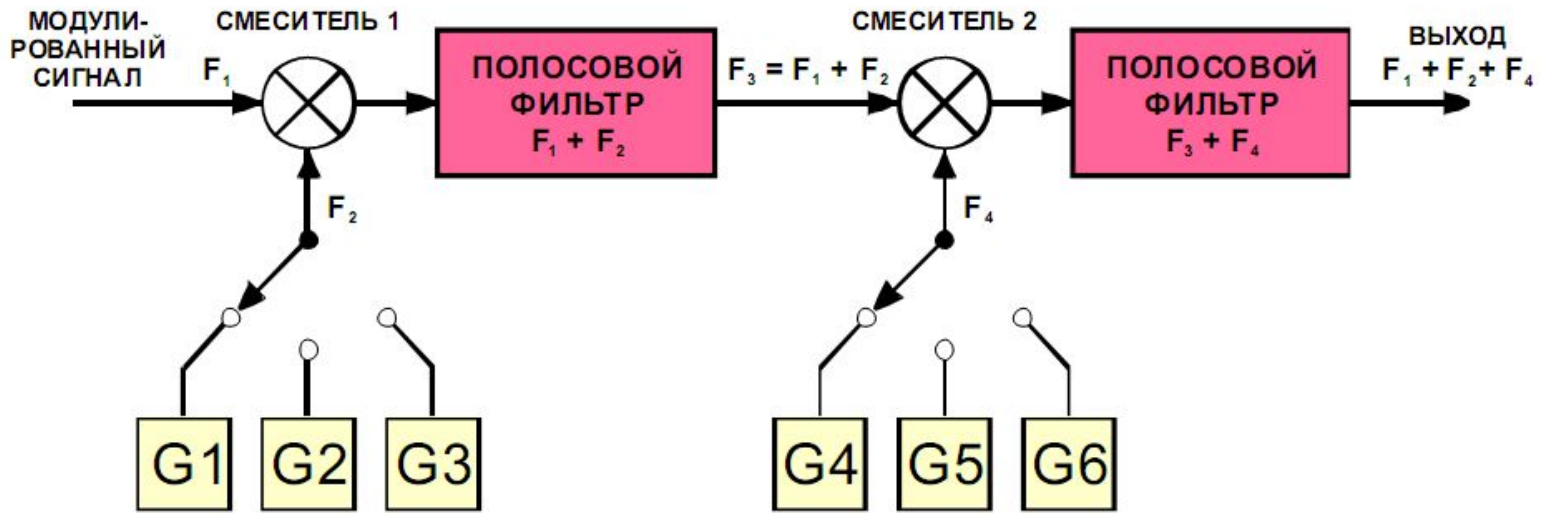
7. Род работы (классы излучений).

По способу формирования рабочей частоты СЧ можно разделить на две группы: *прямого (или пассивного) синтеза и активного (непрямого) синтеза.*

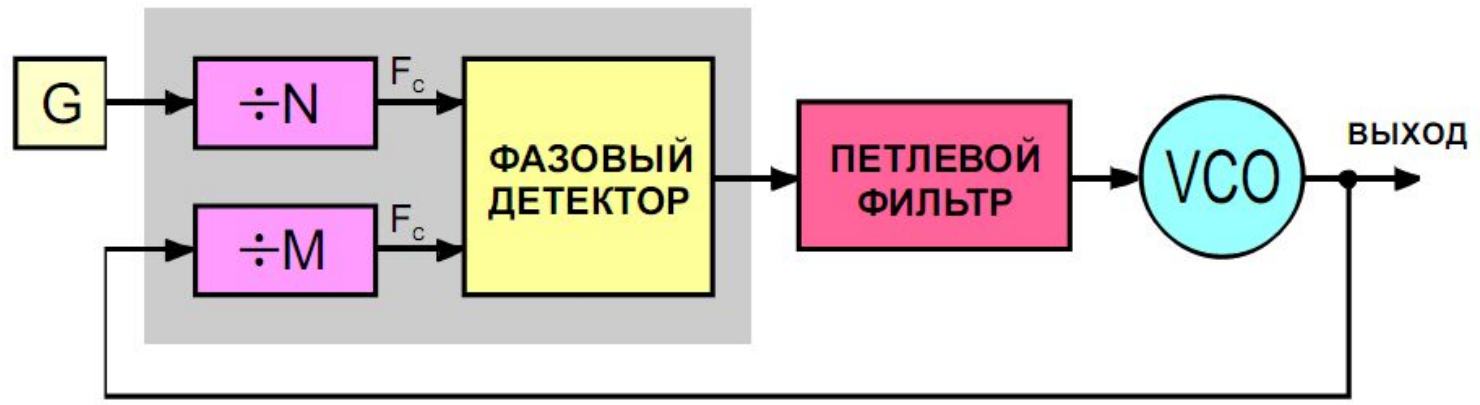
Синтезаторы *прямого (или пассивного) синтеза*: f_p формируется из $f_{\text{ЭГ}}$ с помощью операций сложения, вычитания, умножения и деления, причем, нужная компонента выделяется из остальных узкополосным фильтром в селекторе гармоник.

Синтезаторы *активного (непрямого) синтеза*: рабочая частота f_p формируется в перестраиваемом по частоте генераторе (ПГ), текущая частота которого непрерывно сравнивается с частотой ЭГ $f_{\text{ЭГ}}$ при помощи системы частотной (ЧАП) или фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Системы синтеза частот м.б. выполнены целиком на аналоговых элементах, или с применением цифровых элементов, тогда их называют *системами цифрового синтеза.*



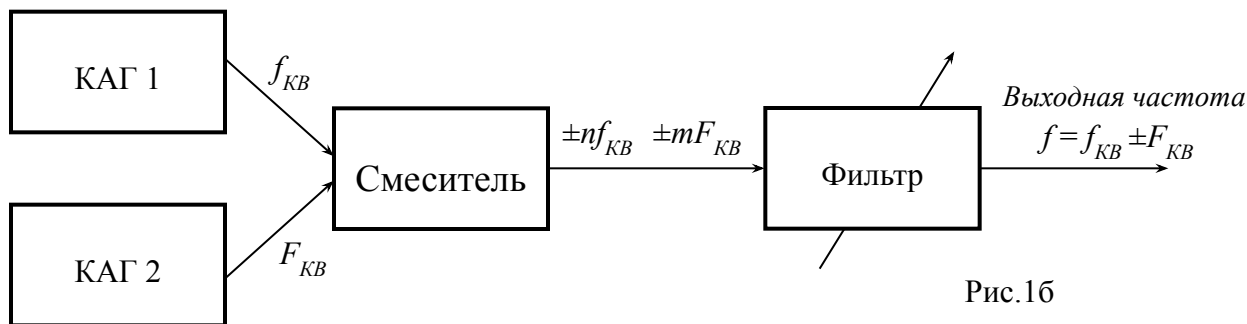
Прямой аналоговый синтезатор частоты (DAS)
 G1...G6 – генераторы эталонных колебаний



Косвенный синтез частоты на основе фазовой автоподстройки (PLL)

Синтезатор частот по интерполяционной схеме

Первые прямые СЧ часто строились по интерполяционной схеме на рис. 1.



Возбудитель имеет в своём составе два кварцевых АГ со сменными ВЧ и НЧ кварцами: КАГ 1 имеет n КВР с частотами $f_{KB1}, f_{KB2}, \dots, f_{KBn}$, КАГ 2 имеет m КВР с низкими частотами $F_{KB1}, F_{KB2}, \dots, F_{KBm}$.

Если выбрать $\Delta f_0 = f_{KBk} - f_{KBk-1}$, (где $k = 2, 3, \dots, n$;) - шаг между частотами ВЧ КВР, и шаг сетки $\Delta F_0 = \Delta f_0 / m = F_{KBk} - F_{KBk-1}$, (где $k = 2, 3, \dots, m$;) шаг НЧ КВР, получим общее число рабочих частот $N = 2nm$ в диапазоне от $f_{МИН} = f_{KB1} - F_{KBm}$ до $f_{МАКС} = f_{KBn} + F_{KB1}$.

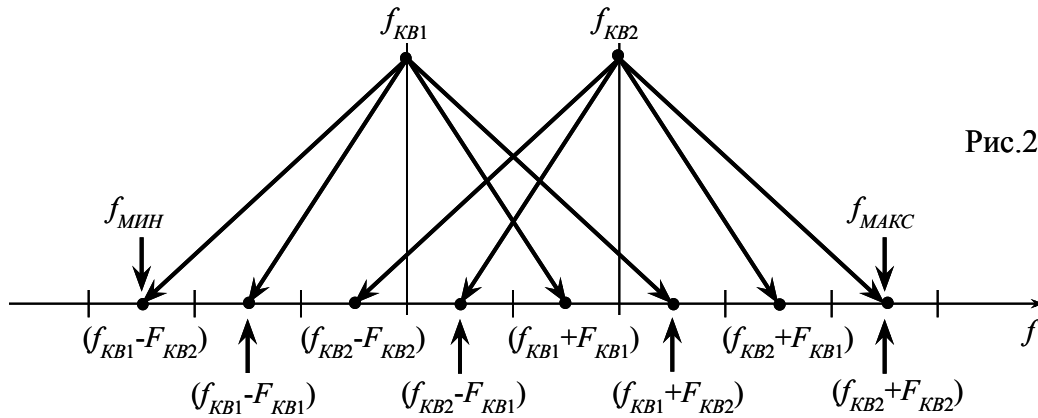


Рис.2 Сетка частот при использовании 2 ВЧ и 2 НЧ кварцевых резонаторов

В интерполяционной схеме стабильность частоты выходных колебаний в основном определяется стабильностью ВЧ КАГ. Для рабочей частоты $f = f_{KBK} \pm F_{KBi}$ в силу независимости частот АГ абсолютная нестабильность частоты равна

$$\Delta f = \Delta f_{KBK} + \Delta F_{KBi},$$

относительная нестабильность

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta f_{KBK} + \Delta F_{KBi}}{f_{KBK} \pm F_{KBi}} = \frac{\Delta f_{KBK} / f_{KBK}}{1 \pm F_{KBi} / f_{KBK}} + \frac{\Delta F_{KBi} / F_{KBi}}{f_{KBK} / F_{KBi} \pm 1}.$$

Если $f_{KBK} \gg F_{KBi}$, то

$$\frac{\Delta f}{f} \approx \frac{\Delta f_{KBK}}{f_{KBK}} + \frac{\Delta F_{KBi} / F_{KBi}}{f_{KBK} / F_{KBi}},$$

то есть общая нестабильность складывается из нестабильности ВЧ АГ и уменьшенной в $n = f_{KBK} / F_{KBi}$ раз нестабильности частоты НЧ АГ.

Это даёт возможность в качестве НЧ АГ использовать бескварцевый АГ плавного диапазона (АГПД) и получить плавное (сплошное) перекрытие требуемого диапазона частот от $f_{\text{МИН}}$ до $f_{\text{МАКС}}$.

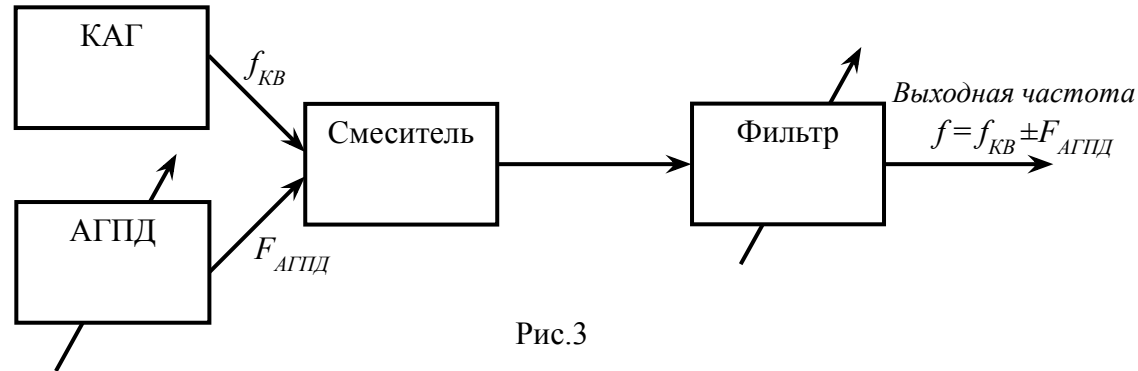


Рис.3

Недостатком интерполяционной схемы является наличие комбинационных частот

$$(\pm n f_{\text{KBK}} \pm m F_{\text{KBi}})$$

на выходе смесителя, где n, m – номера высших гармоник соответствующих частот,

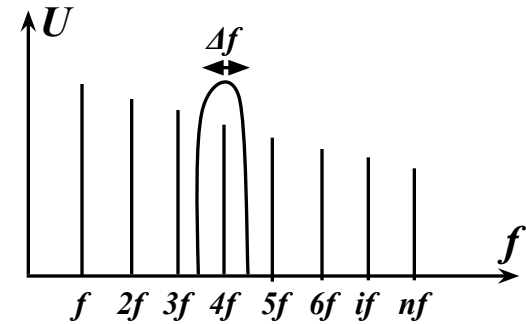
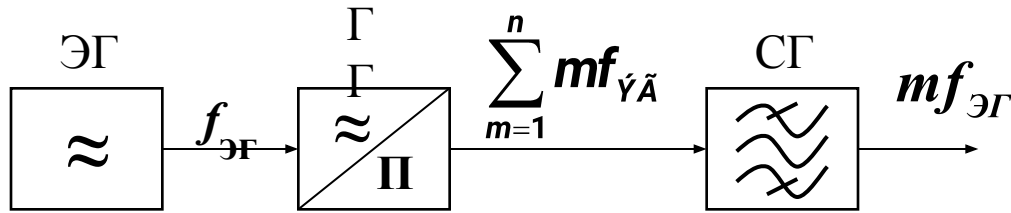
некоторые из которых $(n f_{\text{KBK}} - m F_{\text{KBi}})$ (~~$(n f_{\text{KBK}} + m F_{\text{KBi}})$~~)

могут быть близкими к рабочим частотам $(f_{\text{KBK}} \pm F_{\text{KBi}})$

Такие частоты слабо ослабляются фильтром на выходе смесителя и в последующих каскадах радиопередатчика, создают в итоге побочное излучение, мешающее другим радиoliniям. Комбинационные частоты вида $(n f_{\text{KBK}} + m F_{\text{KBi}})$ (суммарные) представляют меньшую опасность, так как они заметно отличаются от рабочей частоты.

Метод прямого синтеза частот

Под прямым синтезом частот понимается преобразование частоты ЭГ $f_{\text{ЭГ}}$ с помощью арифметических операций умножения, деления, сложения или вычитания ($m f_{\text{ЭГ}}$, $f_{\text{ЭГ}}/n$, $m f_{\text{ЭГ}}/n$, $(m_1/n_1 \pm m_2/n_2) f_{\text{ЭГ}}$ и другие), где m_i , n_i – целые числа.



ЭГ- эталонный генератор;

ГГ- генератор гармоник (ГГ), преобразует синусоиду в прямоугольные импульсы той же частоты;

СГ- селектор гармоник (СГ).

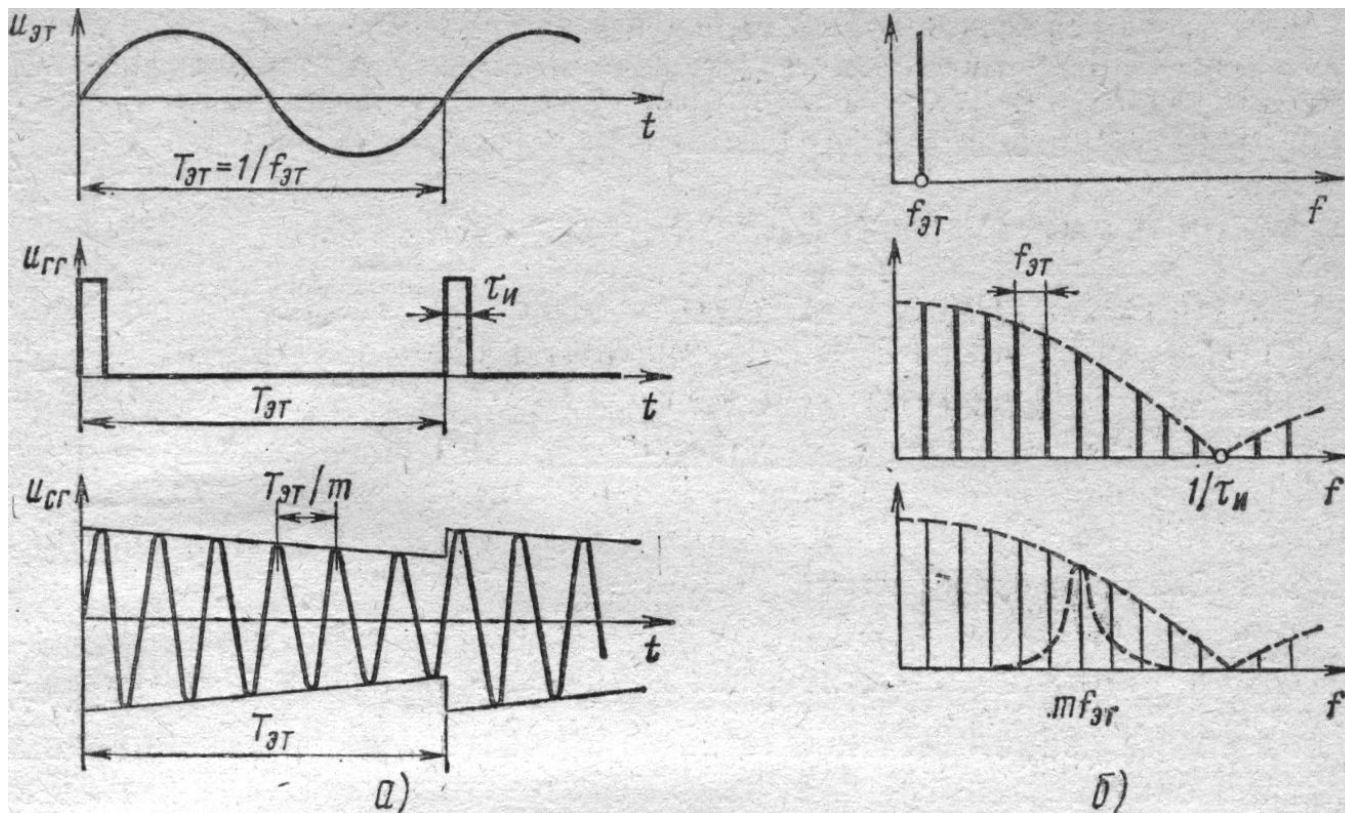
В синтезаторах, построенных с использованием генератора гармоник, из колебания эталонного генератора ЭГ с помощью генератора гармоник формируются короткие прямоугольные импульсы. Если длительность τ импульсов в q раз меньше, чем период $T=1/f_{\text{ЭГ}}$, то амплитуды гармоник изменяются по закону

$$A_n = \frac{2}{q} \left| \frac{\sin(n\pi/q)}{n\pi/q} \right|$$

и уменьшаются не более, чем вдвое для $n < q/5$.

Если на выходе ГГ включить резонансный контур с ударным возбуждением с $f_{рез} = mf_{эт}$, то огибающая спектра гармоник слабо изменяется для кратностей n $(m-q/5) < n < (m+q/5)$

Например, при скважности импульсов $q=100$ можно получить 20 гармоник эталонной частоты $f_{эт}$.



Временные (а) и спектральные (б) характеристики формирования опорных частот

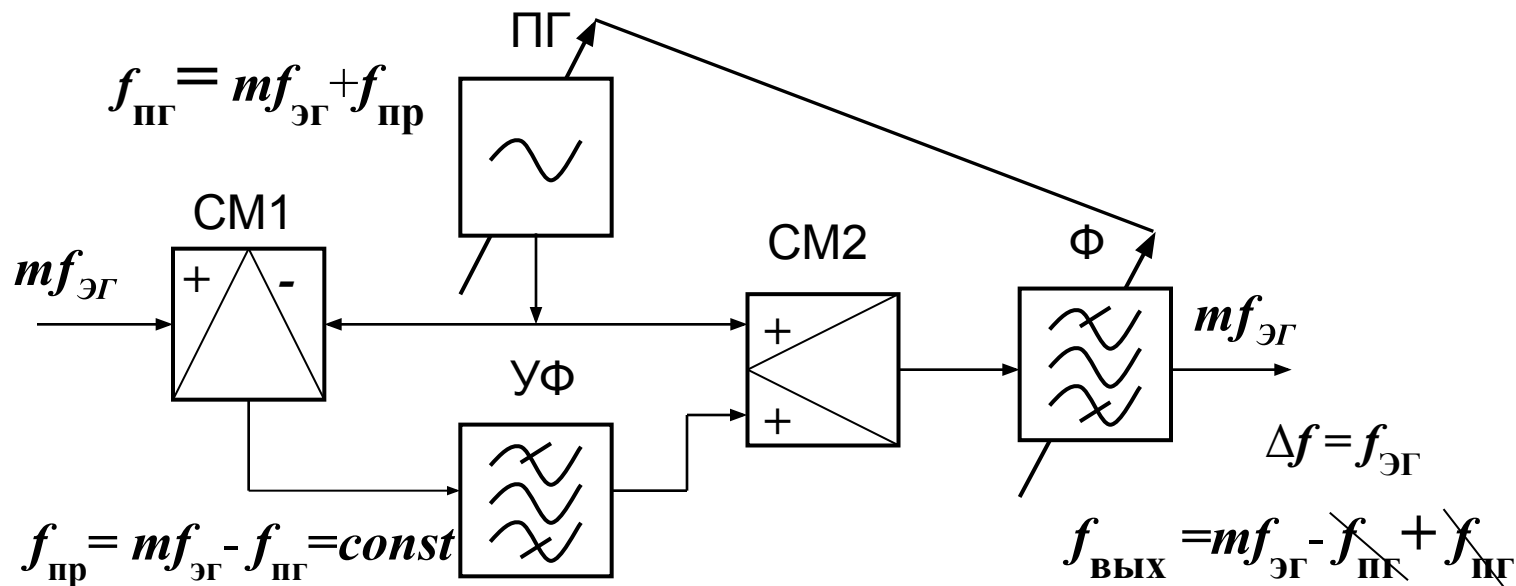
С помощью селектора гармоник из спектра импульсов выделяется сигнал требуемой рабочей частоты $mf_{\text{эГ}}$.

При большом m повышаются требования к полосовому фильтру (необходима узкая полоса пропускания и крутые скаты его АЧХ).

Кроме того, при большом числе рабочих частот СГ необходимо перестраивать в широком диапазоне, что трудно осуществить на практике.

Для решения этой задачи используют *компенсационную схему с двойным преобразованием частоты* (или *схема с вычитанием ошибки*).

Синтезатор частоты по компенсационной схеме
(схема с вычитанием ошибки)



К предыдущей схеме добавляются следующие функциональные узлы:

СМ1 и СМ2 – смесители;

УФ - неперестраиваемый узкополосный фильтр (например, кварцевый), с полосой пропускания меньше шага сетки Δf ($\Delta f < F_C = f_{\text{ЭГ}}$);

ПГ - перестраиваемый генератор (с нестабильностью $\Delta f_{\text{ПГ}} < 1/2 f_{\text{ЭГ}}$).

ПГ перестраивается так, чтобы на выходе узкополосного фильтра УФ выделялась необходимая гармоника (промежуточная частота).

Ф - перестраиваемый фильтр (подавить зеркальный канал и др.) Требования к нему не высоки.

Так как результирующая рабочая частота не зависит от частоты гетеродина, то стабильность выходной частоты определяется только стабильностью эталонного генератора. Схема и конструктивно проста.

С помощью единственной операции умножения невозможно получить густую сетку частот большого объема.

Один из простейших методов прямого синтеза состоит в **последовательном суммировании частот** с заданным шагом f_c .
ДОЧ – датчик опорной частоты. Пусть каждая из частот $f_1, f_2, f_3, \dots, f_m$ принимают k значений, тогда рабочая частота f_p будет иметь k^m значений.
 $\Phi_1 - \Phi_m$ – перестраиваемые фильтры, что очень плохо (сложно).

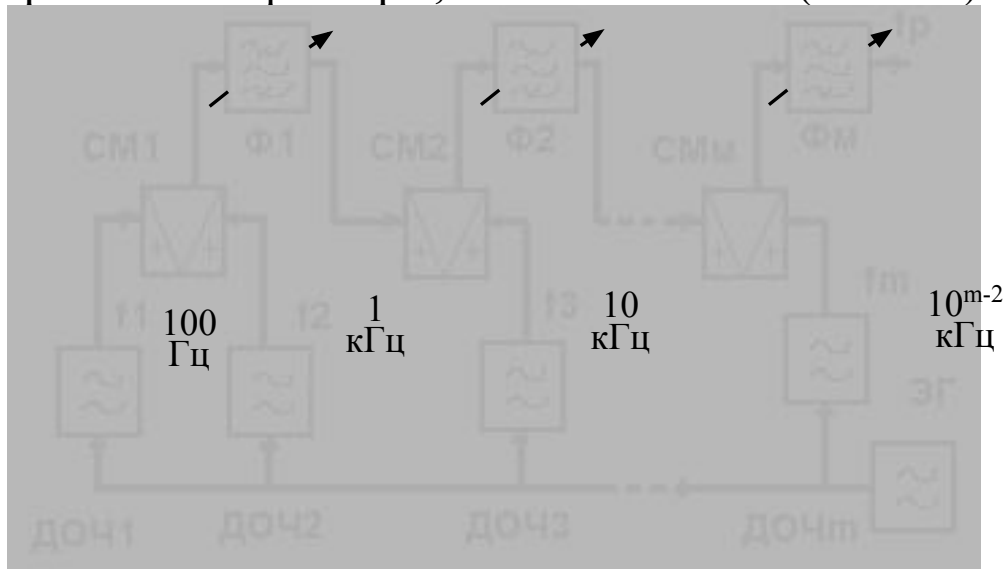
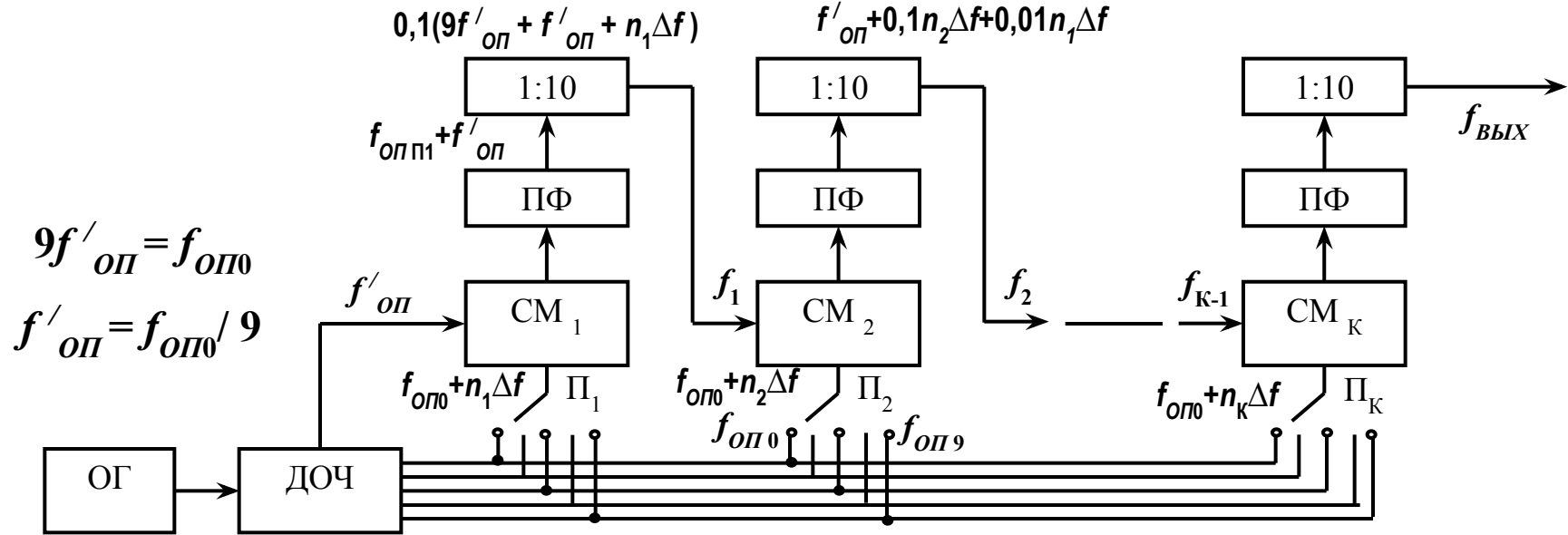


Схема СЧ с последовательным суммированием частот

Декадные синтезаторы с идентичными декадами

Структурная схема такого декадного синтезатора частот представлена на рис.



ОГ - опорный генератор; из частоты ОГ в ДОЧ - датчике опорных частот формируются 10 частот: $f_{оп0}, f_{оп1}, \dots, f_{оп9}$, где $f_{опn} = f_{оп0} + n\Delta f$, где $n = 0 \dots 9$; Δf - интервал (диапазон) сетки частот ДОЧ ($f_{макс} - f_{мин}$).

На выходе ДОЧ есть также опорная частота $f'_{оп}$ при этом $9f'_{оп} = f_{оп0}$.

В возбuditеле имеется К идентичных декадных преобразователей частот, подключаемых к ДОЧ переключателями $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_K$. На вход смесителя СМ₁ поступают частоты $f'_{оп}$ и $f_{опn1} = f_{оп0} + n_1\Delta f$, где n_1 - положение Π_1 от 0 до 9.

На выходе СМ1 имеется частота $f'_1 = f_{\text{ОП П1}} + f'_{\text{ОП}}$, соответственно на выходе первого декадного преобразователя (после делителя на 10) имеется частота

$$\begin{aligned} f_1 &= 0,1 f'_1 = 0,1(f_{\text{ОП П1}} + f'_{\text{ОП}}) = \\ &= 0,1(f_{\text{ОП0}} + n_1 \Delta f + f'_{\text{ОП}}) = && \text{и т.к. } (f_{\text{ОП0}} = 9 f'_{\text{ОП}}) \\ &= 0,1(9f'_{\text{ОП}} + f'_{\text{ОП}} + n_1 \Delta f) = 0,1(10 f'_{\text{ОП}} + n_1 \Delta f) = \\ &= f'_{\text{ОП}} + 0,1 n_1 \Delta f. \end{aligned}$$

На вход СМ2 поступают частота f_1 с выхода первого преобразователя и частота с ДОЧ $f_{\text{ОП П2}} = f_{\text{ОП0}} + n_2 \Delta f$, где n_2 – положение переключателя П2 от 0 до 9.

На выходе СМ2 получаем частоту $f'_2 = f_1 + f_{\text{ОП П2}} =$

$$\begin{aligned} &= f'_{\text{ОП}} + 0,1 n_1 \Delta f + f_{\text{ОП0}} + n_2 \Delta f = \\ &= f'_{\text{ОП}} + 0,1 n_1 \Delta f + 9f'_{\text{ОП}} + n_2 \Delta f. \end{aligned}$$

После второго декадного преобразователя имеем частоту

$$f_2 = 0,1 f'_2 = f'_{\text{ОП}} + 0,1 n_2 \Delta f + 0,01 n_1 \Delta f.$$

Очевидно, после К-го преобразователя имеем выходную частоту $f_{\text{ВЫХ}} = f_K :$

$$f_K = f'_{\text{ОП}} + \Delta f \left(\frac{n_K}{10} + \frac{n_{K-1}}{10^2} + \dots + \frac{n_1}{10^K} \right).$$

В общем случае на выходе синтезатора получается диапазон частот от $f'_{ОП}$ до

$$\left(f'_{ОП} + \underbrace{0,999\dots\Delta f}_{K - \text{разрядов}} \right) \quad \text{с шагом } \frac{\Delta f}{10^K} .$$

Если выходная частота снимается с выхода фильтра последнего смесителя $СМ_K$, то

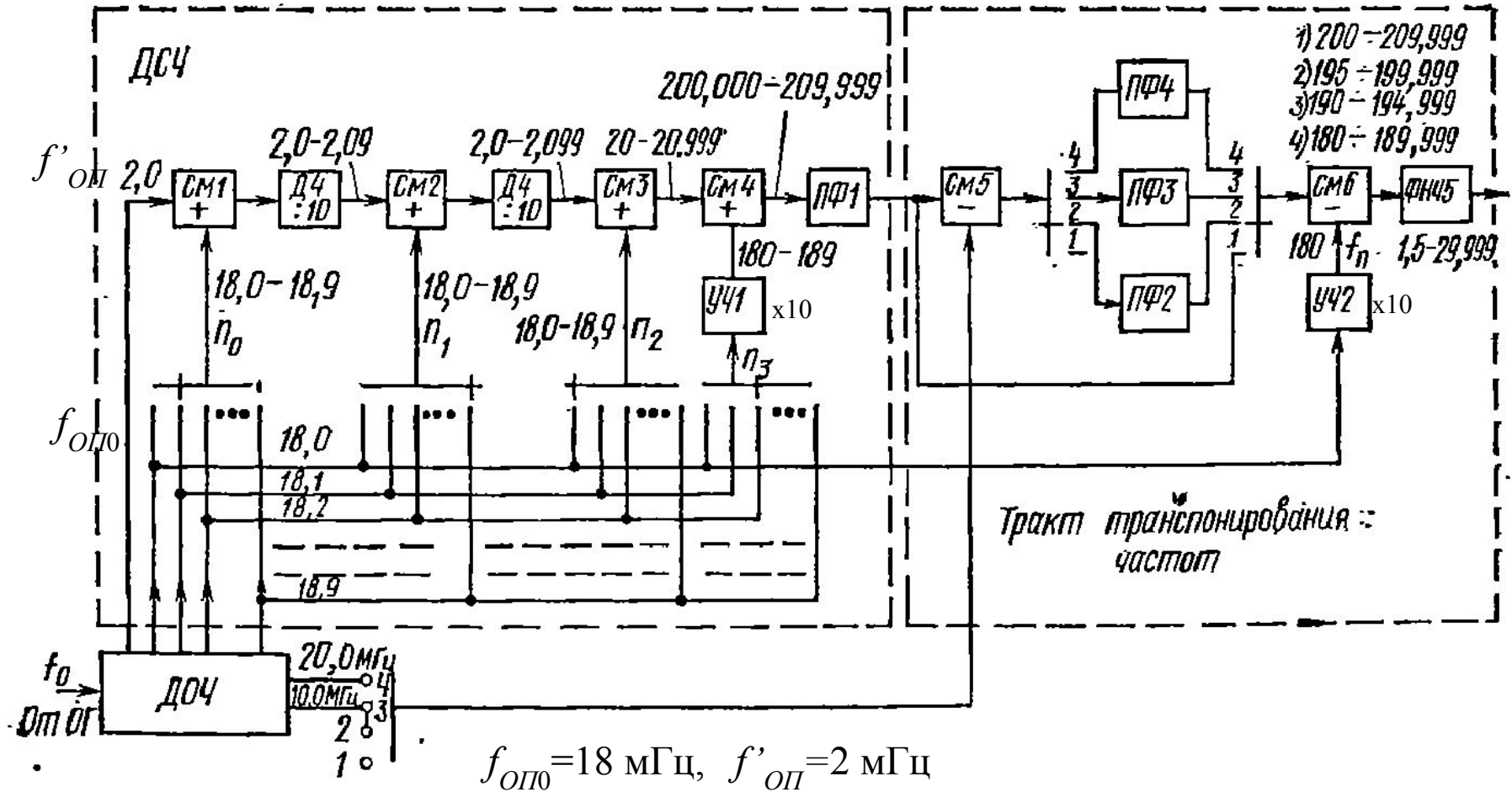
$$f_{ВЫХ} = 10f'_{ОП} + \Delta f \left(n_K + \frac{n_{K-1}}{10} + \dots + \frac{n_1}{10^{K-1}} \right) \quad \text{и шаг } \frac{\Delta f}{10^{K-1}} .$$

Отсутствие перестраиваемых элементов и простота управления частотой позволяют автоматизировать процесс перестройки частоты передатчика, что обуславливает широкое применение этой схемы на практике.

Недостаток схемы: повышенный уровень шума из-за возникновения побочных составляющих в каждом смесителе.

Достоинство – унификация узлов СЧ (идентичность смесителей, полосовых фильтров и делителей частоты), простота уменьшения шага сетки частот.

9999 частот с шагом 1 кГц



Структурная схема пассивного синтеза частот КВ-диапазона с использованием идентичных декад

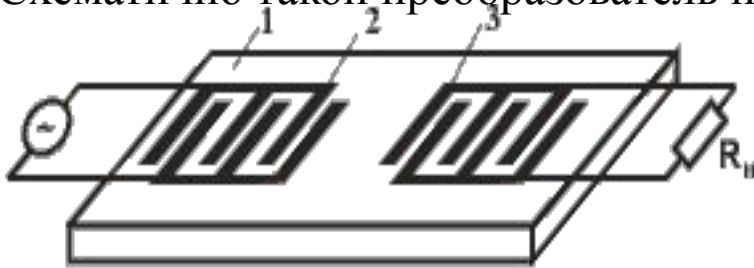
Фильтры на ПАВ

Фильтры на ПАВ относятся к акустоэлектронным фильтрам. Их действие основано на создании и движении упругих деформаций вдоль поверхности пьезоэлектрической подложки. (Например, из ниобата лития LiNbO_3 , пьезокварца SiO_2 , германата висмута $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, пьезокерамики).

Поверхностные акустические волны (волны Рэлея) формируют тонкий слой упругих деформаций, соизмеримый с длиной волны. В случае плоской поверхности *скорость распространения ПАВ не зависит от частоты волны.*

Для возбуждения поверхностных волн используют **встречно-штыревые преобразователи** (ВШП).

Схематично такой преобразователь показан на рис.



Шаг ВШП $b = a + h$,

где a – ширина штырей (электродов),
 h – расстояние между ними

Если приложить к штырям ВШП электрическое ВЧ напряжение, то под влиянием поля произойдет деформация в пьезоэлектрике, которая со скоростью $V_{\text{пов}}$ (3000...4000 м/с, для ниобата лития LiNbO_3 $V_{\text{пов}} = 3990$ м/с) распространится в обе стороны от каждого промежутка (как волны от брошенного в воду камня).

Если шаг ВШП согласован с длиной волны λ , то деформации, вызванные каждым промежутком, суммируются, образуя суммарную поверхностную волну.

$$\lambda_{\text{пов}} = v_{\text{пов}} / f$$

$$\lambda = 400 \text{ мкм при } f = 10 \text{ МГц и } \lambda = 4 \text{ мкм при } f = 1 \text{ ГГц}$$

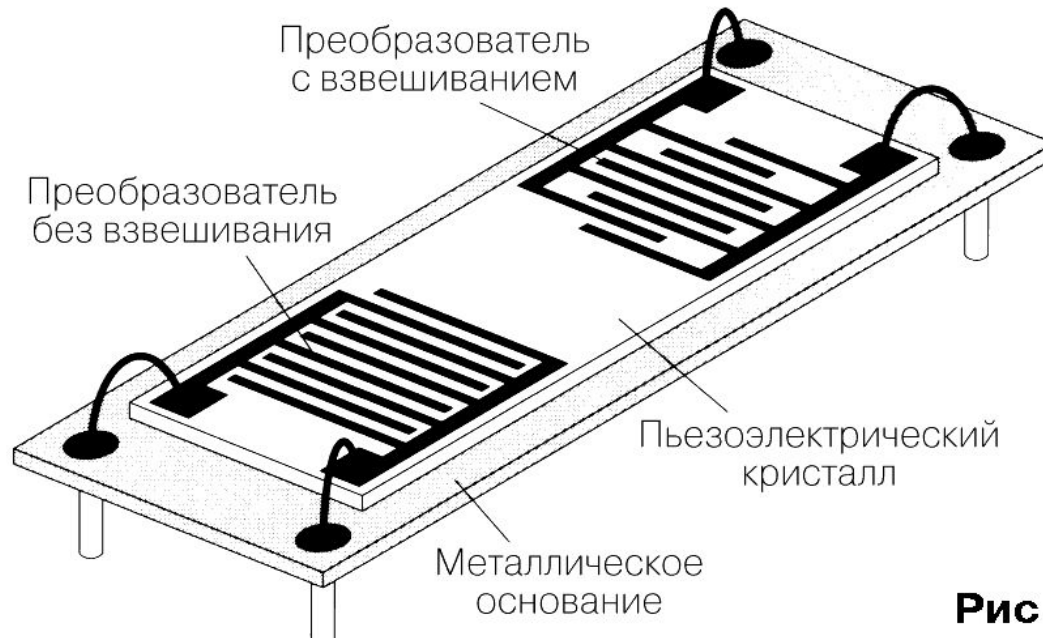


Рис.

Суммирование происходит за счет того, что деформация проходит расстояние $\lambda_{\text{пов}} / 2$ до следующего промежутка и оказывается в фазе следующей полуволны внешнего напряжения. Это имеет место при выполнении равенства

$$2b = \lambda_{\text{пов}} = v_{\text{пов}} / f,$$

где $\lambda_{\text{пов}}$ – длина поверхностной акустической волны.

Эта волна достигает выходного ВШП, где происходит обратное преобразование деформаций в электрическое ВЧ напряжение.

Чем больше штырей содержит преобразователь, тем эффективнее подавление частот вне полосы пропускания.

Длина акустических волн, примерно в 10^5 раз короче электромагнитных. Поэтому размеры фильтров на ПАВ невелики. Размеры электродов у фильтров на частоты 1-2 ГГц. составляют единицы микрометров и менее.

Подобные микрофильтры изготавливаются методами фото-, рентгеновской или электронно-лучевой литографии. Производство фильтров на ПАВ легче автоматизировать.

Минимальная частота фильтра на ПАВ определяется возможными размерами звукопровода и зависят от технологии изготовления.

Рабочий диапазон частот фильтров на ПАВ находится в пределах $1 \dots 2 \cdot 10^3$ МГц.

Фильтры могут быть сделаны на различные рабочие частоты и полосы частот.

В узкополосных фильтрах относительная полоса частот м. б. в пределах 0,01-1%.

Узкополосные и широкополосные фильтры имеют высокую избирательность.

Вносимое фильтром на ПАВ ослабление теоретически составляет не более 6 дБ, практически же может достигать величины 20 дБ, так как для исключения влияния эха – отраженных от штырей и торцев пьезопластины волн, искажающих АЧХ фильтра, обеспечивают нужное их затухание для уменьшения неравномерности АЧХ.

Стандартный фильтр ($D=21,5$ дБ) Фильтр с малыми потерями ($D=7,5$ дБ)

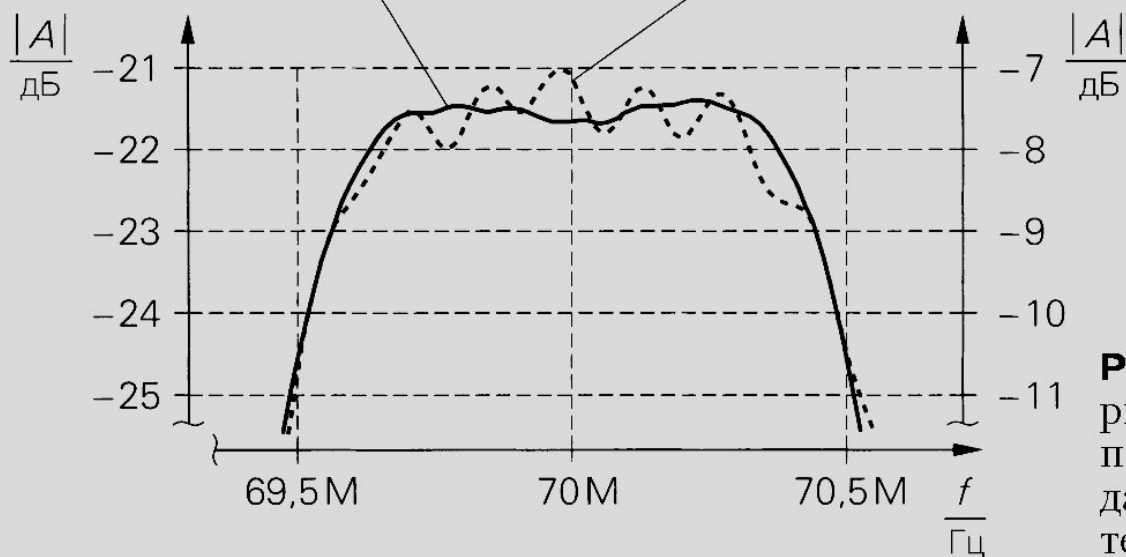
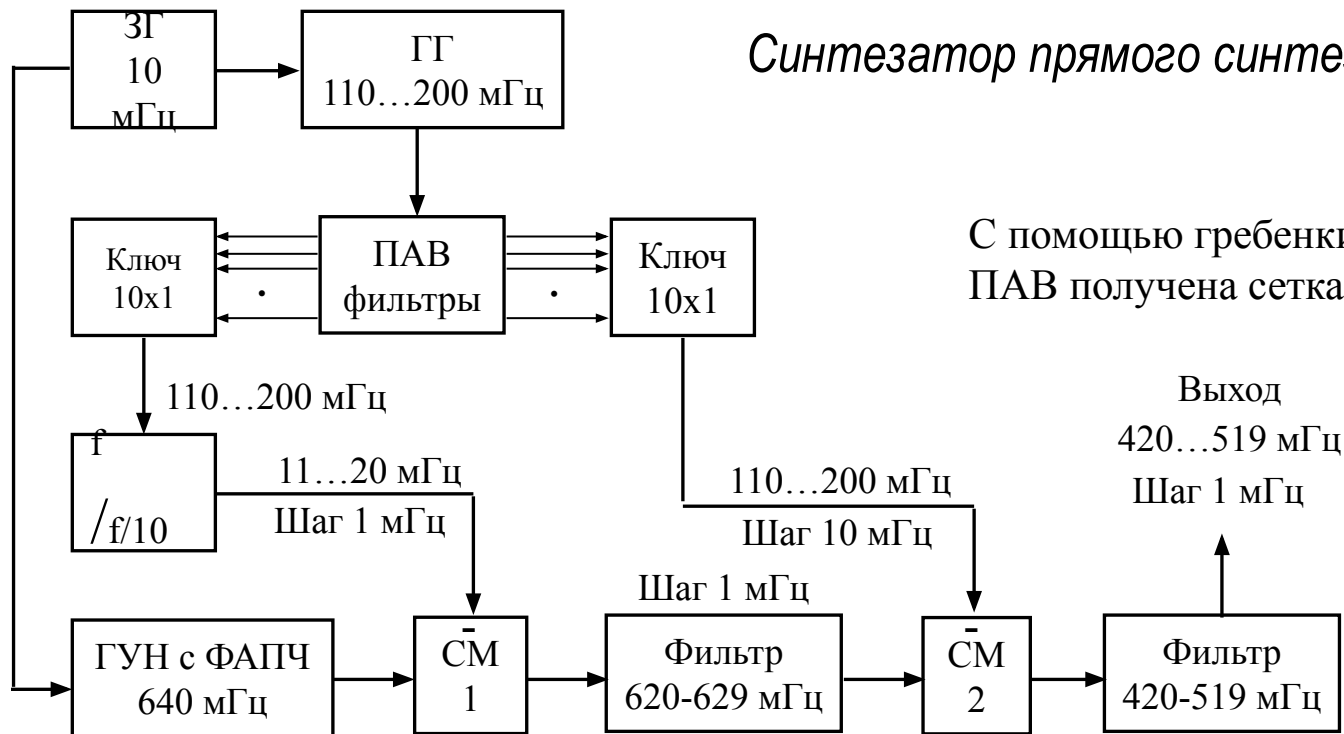


Рис. Частотные характеристики модуля коэффициента передачи фильтра ПАВ в стандартном варианте и с малыми потерями

Частотная характеристика фильтра ПАВ приводится для случая двустороннего согласования с волновым сопротивлением $Z_{\text{в}} = 50$ Ом. Без согласования заявленные параметры частотной характеристики и затухания недостижимы. Согласующие схемы приводятся в спецификациях на изделия.

Синтезатор прямого синтеза на ПАВ

С помощью гребенки из 10 фильтров ПАВ получена сетка из 100 частот.

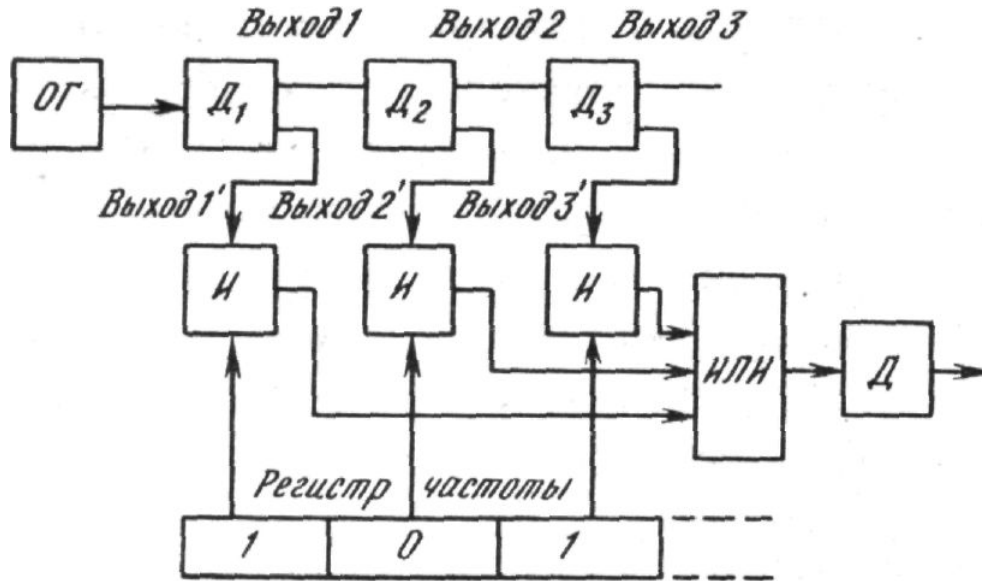


ГГ формирует напряжения гармоник с шагом опорной частоты, которые поступают на гребенку из 10 фильтров ПАВ. На отдельных выходах гребенки формируется сетка частот. При помощи программируемых коммутаторов выбираются необходимые гармоники. Затем, одна через делитель частоты на 10, а другая непосредственно, поступают на смесители СМ1 и СМ2.

В СМ1 производится преобразование частоты в промежуточную. Частота гетеродина формируется ГУН с ФАПЧ и синхронизирована с частотой опорного генератора. Промежуточная частота после фильтрации полосовым фильтром поступает на СМ2, на выходе которого включен полосовой фильтр, выделяющий сетку рабочих частот.

Цифровые синтезаторы частот прямого синтеза

Структурная схема такого синтезатора, выполненного полностью на цифровых интегральных микросхемах, приведена на рис.



Цифровой СЧ на основе суммирования импульсных последовательностей

Сигнал высокостабильного опорного генератора ($ОГ$) поступает на триггерный счетчик — делитель ($Д$), состоящий из n двоичных разрядов (на рис. три разряда).

На выходе каждого делителя ($Д_1, Д_2, Д_3$) получаются две последовательности импульсов.

Частота импульсов на выходе каждого делителя в 2 раза меньше частоты на входе.

С выходов делителей 1', 2', 3' и т. д. импульсные последовательности поступают на один вход схемы $И$. На другой вход схемы $И$ поступает 1 или 0 сигнал с регистра кода частоты.

Если в i -том разряде регистра частоты записана 1, то соответствующая импульсная последовательность проходит на схему *ИЛИ*, если записан 0, то схема *И* закрыта и импульсная последовательность на нее не проходит.

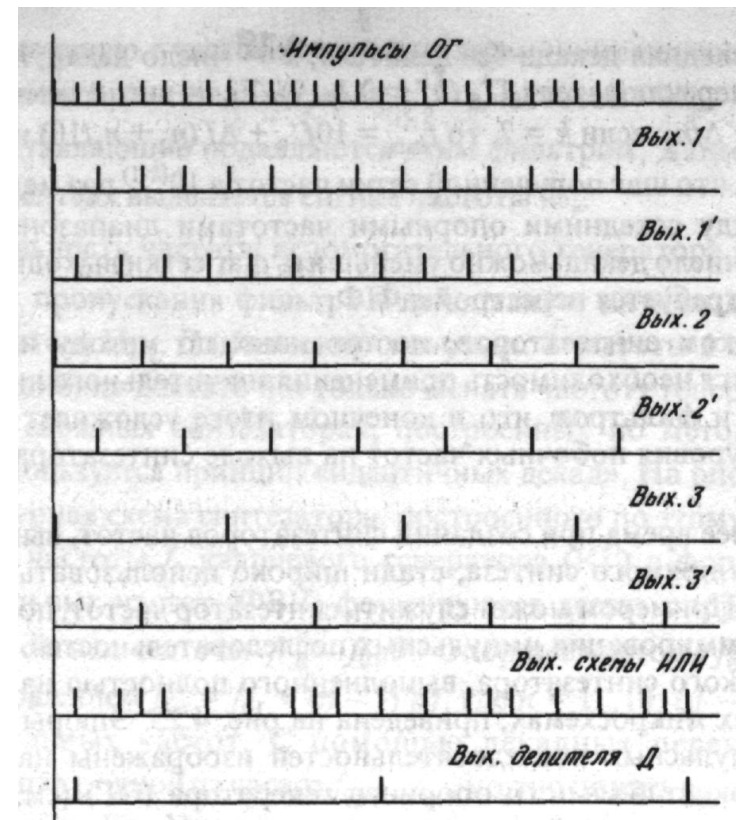
На выходе схемы *ИЛИ* происходит суммирование соответствующих последовательностей импульсов в соответствии с заданным кодом частоты.

В результате получается импульсная последовательность с неравномерной расстановкой импульсов.

Средняя частота импульсов определяется кодом, записанным в регистре частоты.

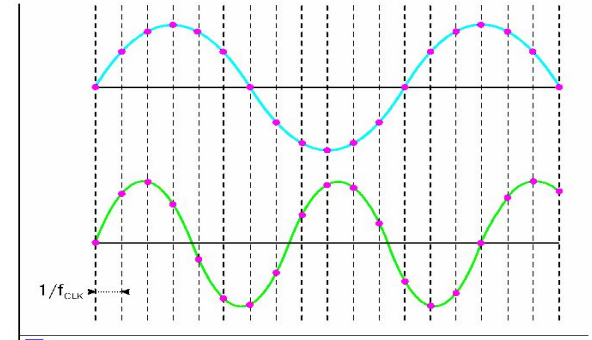
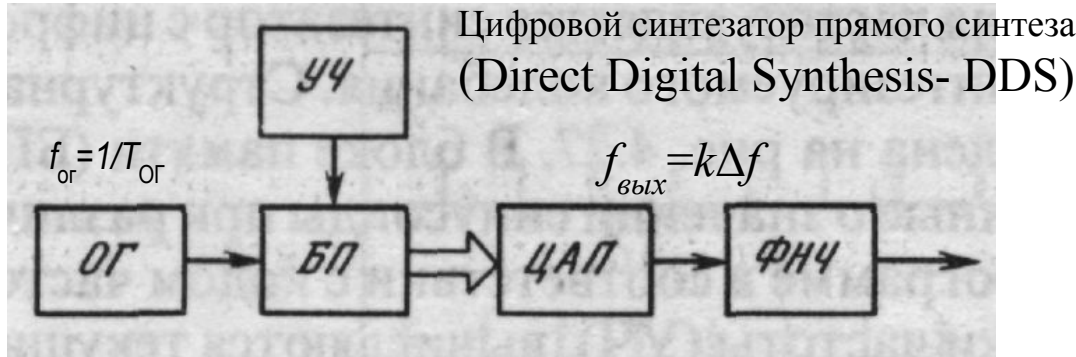
Для уменьшения неравномерности импульсов на выходе схемы *ИЛИ* включают делитель частоты (*Д*) с коэффициентом деления N .

Чем выше коэффициент деления, тем лучше равномерность выходной импульсной последовательности и тем меньше уровень побочных частот в выходном спектре синтезатора. Но частоты такого СЧ при заданной частоте *ОГ* оказываются низкими.



Эпюры импульсных последовательностей в цифровом синтезаторе частот

Структурная схема СЧ с цифровым формированием отсчетов синтезируемого колебания



В блоке памяти (*БП*) хранятся отсчеты одного периода синусоиды при различных фазах. По программе в соответствии с кодом частоты из блока установки частоты (*УЧ*), вычисляются текущие значения синусоиды.

Обычно *БП* выполняется в виде микропроцессорного устройства, которое используется как счетчик времени (накопитель фазы). Частота f в импульсной последовательности на выходе цифро-аналогового преобразователя (*ЦАП*) кратна шагу сетки частот: $f_{\text{вых}} = k\Delta f$, где $k=1,2,\dots,N$.

Поскольку на выходе синтезатора необходимо формирование синусоидального колебания, то после *БП* включается *ЦАП*. Для устранения побочных частот после блока *ЦАП* включен фильтр нижних частот (*ФНЧ*), который фильтрует тактовую частоту, ее гармоники и комбинационные частоты.

Число отсчетов синусоиды 2^N определяется объемом памяти блока вычисления отсчетов (*БП*). Если все отсчеты синусоиды считываются с частотой $f_{\text{ог}} = 1/T_{\text{ог}}$, то период импульсной последовательности на выходе блока *ЦАП* $T_{\text{вых}} = T_{\text{ог}} 2^N$, где $T_{\text{ог}}$ - период сигнала *ОГ*.

Следовательно, минимальная частота импульсной последовательности

$$f_{\min} = \Delta f = 1/T_{\text{ог}} 2^N.$$

Изменяя число импульсов $ОГ$, считываемых за период $T_{\text{ог}}$ (т. е. число N), можно изменить частоту импульсной последовательности на выходе $ЦАП$.

Минимальное число импульсов $ОГ$ равно двум, следовательно,

$$f_{\max} = 1/2T_{\text{ог}}.$$

Верхняя частота f_{\max} определяется граничной частотой цифровых микросхем и блока $ЦАП$. С повышением выходной частоты необходимо увеличивать быстродействие $ЦАП$. Поскольку на выходе синтезатора нет деления частоты, то его граничная частота с отсчетами синтезируемого колебания оказывается выше, чем в синтезаторах, построенных на основе суммирования импульсных последовательностей.

Недостатком такой структуры является то, что поскольку $f_{\text{ог}}$ делится на целое число, шаг перестройки будет переменным, причем, чем меньше коэффициент деления, тем больше относительная величина шага. Этот шаг будет недопустимо грубым при малых коэффициентах деления.

Кроме того, при перестройке $f_{\text{ВЫХ}}$ меняется и частота дискретизации. Это затрудняет фильтрацию выходного сигнала, а также ведет к неоптимальному использованию скоростных характеристик ЦАП, – они используются лишь на максимальной $f_{\text{ВЫХ}}$. Целесообразнее работать на постоянной частоте дискретизации, близкой к максимальной для ЦАП.

Этот недостаток устраняется путем замены адресного счетчика ПЗУ *накапливающим сумматором*, который в каждом такте работы устройства перезагружается величиной, равной старому содержимому, плюс некоторая постоянная добавка (рис. 4). Как и для счетчика, содержимое регистра линейно увеличивается во времени, только приращение зависит от величины

ПОСТОЯННОЙ ДОБАВКИ

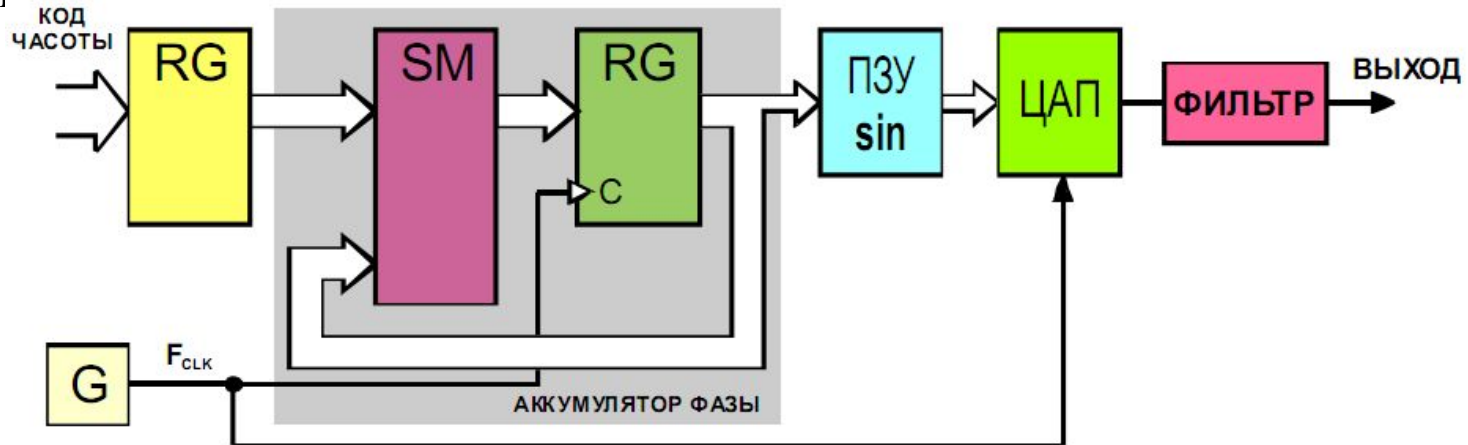


Рис. 4. Прямой цифровой синтезатор на основе накапливающего сумматора.

Когда накапливающий сумматор используется для формирования кода фазы, его еще называют *аккумулятором фазы*. Выходной код аккумулятора фазы представляет собой код мгновенной фазы выходного сигнала. Постоянная добавка представляет собой приращение фазы за один такт работы устройства.

Чем быстрее изменяется фаза во времени, тем больше частота генерируемого сигнала. Поэтому значение приращения фазы фактически является кодом выходной частоты. Аккумулятор фазы работает с периодическими переполнениями, обеспечивая арифметику по модулю 2^N . Такое периодическое переполнение соответствует периодическому поведению функции \sin с периодом 2π . Другими словами, частота переполнений аккумулятора фазы равна частоте выходного сигнала. Это частота определяется формулой:

$$F_{\text{OUT}} = M \cdot F_{\text{CLK}} / 2^N$$

где F_{OUT} – выходная частота,

F_{CLK} – тактовая частота,

M – код частоты,

N – разрядность аккумулятора фазы.

По существу, тактовая частота испытывает деление на некоторое число, которое определяется кодом частоты и разрядностью аккумулятора фазы N . При

Из этого следует - если увеличить разрядность N , то уменьшится шаг перестройки частоты. Например, если разрядность накапливающего сумматора 32 бита, а тактовая частота $F_{CLK} = 50$ МГц, то шаг ΔF_{OUT} составит 0.01 Гц!

Таким образом, в DDS аккумулятор фазы формирует последовательность кодов мгновенной фазы сигнала, которая изменяется линейно (рис. 5). Скорость изменения фазы задается кодом частоты. Далее с помощью ПЗУ линейно изменяющаяся фаза преобразуется в изменяющиеся по синусоидальному закону отсчеты выходного сигнала. Эти отсчеты поступают на ЦАП, на выходе которого формируется синусоидальный сигнал, состоящий из «ступенек». Эти «ступеньки» фильтруются с помощью аналогового ФНЧ, на выходе которого получается синусоидальный сигнал.

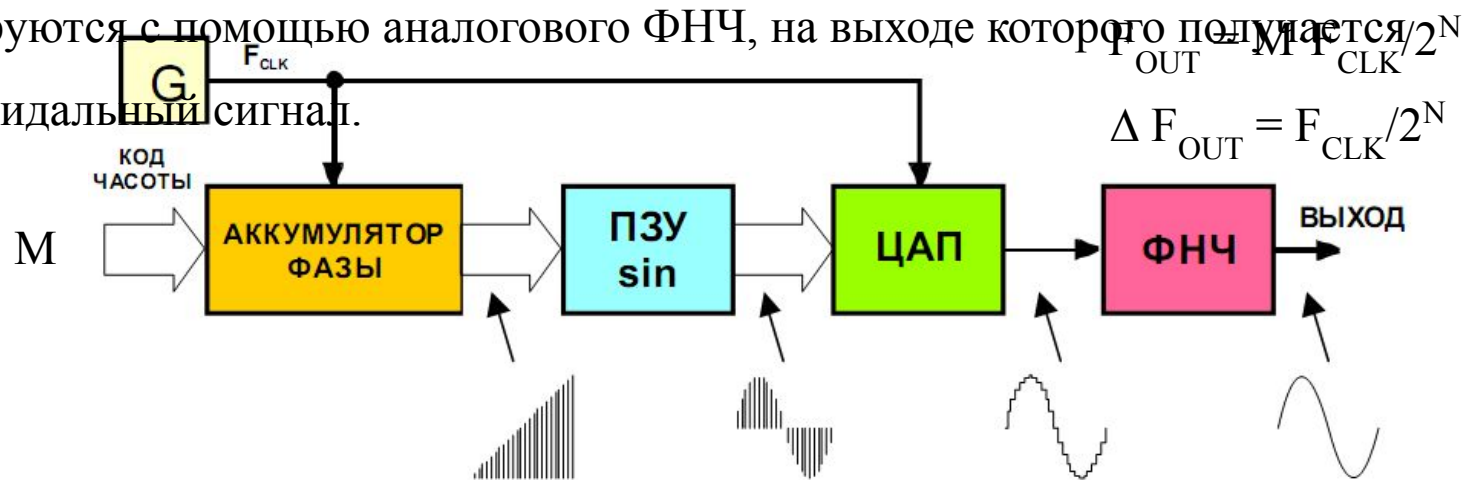


Рис. 5. Работа DDS

Такие схемы удобны для микросхемного исполнения.

Параметры таких СЧ не зависят от температуры и старения элементов.
ЦАП – единственный аналоговый элемент, подверженный нестабильности.

Основные преимущества DDS:

- цифровое управление частотой и фазой выходного сигнала;
- очень высокое разрешение по частоте и фазе;
- экстремально быстрый переход на другую частоту (или фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы, без выбросов и других аномалий, связанных с временем установления;
- архитектура, основанная на DDS, ввиду очень малого шага перестройки по частоте, исключает необходимость применения точной подстройки опорной частоты, а также обеспечивает возможность параметрической температурной компенсации;
- цифровой интерфейс легко позволяет реализовать микроконтроллерное управление;
- для квадратурных синтезаторов имеются DDS с I и Q выходами, которые работают согласованно;

С процессом дискретизации и цифро-аналогового преобразования, который имеет место в DDS, связаны и **некоторые ограничения**:

- максимальная выходная частота не может быть выше половины тактовой (на практике она еще меньше). Это ограничивает области применения DDS на HF и часть VHF диапазона;
- отдельные побочные компоненты на выходе DDS могут быть значительно большими, чем у других видов синтеза. Спектральная чистота выходного сигнала DDS сильно зависит от качества ЦАП;
- потребляемая DDS мощность практически прямо пропорциональна тактовой частоте и может достигать сотен милливатт. При больших тактовых частотах DDS могут оказаться непригодными для устройств с батарейным питанием.

Кроме интегрированного ЦАП DDS могут иметь цифровые блоки, выполняющие над сигналом дополнительные операции:

- встроенный умножитель опорной частоты;
- инверсный sinc фильтр для компенсации неравномерности АЧХ;
- дополнительный цифровой умножитель для амплитудной модуляции;
- дополнительный ЦАП для получения квадратурных сигналов I и Q;
- дополнительный компаратор с низким джиттером для получения цифрового тактового сигнала;
- дополнительные регистры частоты и фазы, которые могут быть заранее запрограммированы для осуществления высокоскоростной модуляции.

Цифровые синтезаторы прямого синтеза фирмы Analog Device

Таблица 1. Основные характеристики синтезаторов DDS

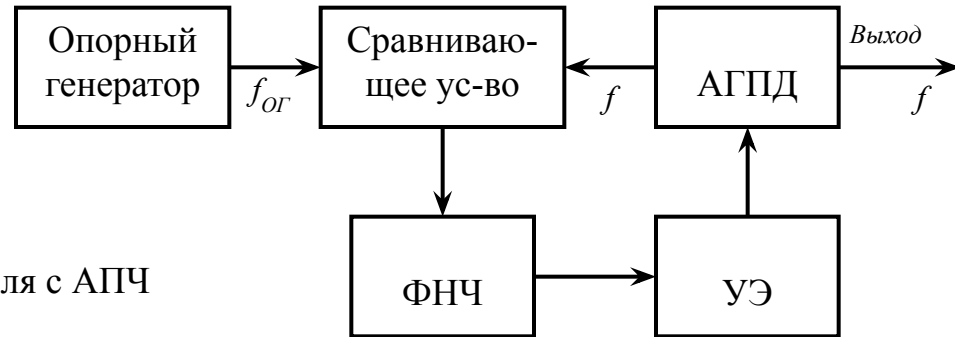
Тип	Максимальная тактовая частота, МГц	Длина управляемого слова, бит	Количество разрядов, ЦАП	SFDR в узкой полосе, дБ/ центр. частота, МГц / полоса частот, МГц*	Потребляемая мощность, мВт	Интерфейс	Напряжение источника питания, В	Корпус
AD9830	50	32	10	72/2/0,5	Параллельный	300	5	48-TQFP
AD9831	25	32	10	72/1/0,5	-	40	3...5	48-TQFP
AD9832	25	32	10	72/1/0,5	Последовательный	45	3...5	16-TSSOP
AD9833	25	28	10	78/1/0,2	-	20	2,3...5,5	10-MSOP
AD9834	50	28	10	78/1/0,2	-	25	2,3...5,5	20-TSSOP
AD9835	50	32	10	72/1/0,5	-	200	5	16-TSSOP
AD9850	125	32	10	80/40,1/0,5	Параллельно-последовательный	480	3,3...5	28-SSOP
AD9851	180	32	10	85/40,1/0,5	-	650	3,3...5	28-SSOP
AD9852	300	48	12	83/10/1	-	2200	3,3	80-LQFP
AD9854	300	48	12	83/10/1	-	2200	3,3	80-LQFP
AD9858	1000	32	10	80/40/1	-	1900	3,3	100-EPAD
AD9859	400	32	10	80/160/0,1	Последовательный	200	1,8	48-TQFP
AD9951	400	32	14	80/160/0,1	-	200	1,8	48-TQFP
AD9952	400	32	14	80/160/0,1	-	200	1,8	48-TQFP
AD9953	400	32	14	80/160/0,1	-	200	1,8	48-TQFP
AD9954	400	32	14	80/160/0,1	-	200	1,8	48-TQFP

* Динамический диапазон, измеренный в узкой полосе, симметричной относительно центральной частоты.

Возбудители с автоподстройкой частоты (метод активного синтеза)

В РПУ с частотной модуляцией (ЧМ) и манипуляцией часто применяют возбудители, с автоматической подстройкой частоты (АПЧ), так как возбудители по интерполяционной и компенсационной (с вычитанием ошибки) схемам не удобны для осуществления ЧМ, т.к. частота в таких схемах в основном определяется КАГ.

Возбудитель с АПЧ состоит из опорного генератора (ОГ), АГ плавного диапазона (АГПД) и системы АПЧ, которая включает сравнивающее устройство (СУ), фильтр нижних частот (ФНЧ) и управляющий элемент (УЭ). Структурная схема возбудителя с АПЧ представлена на рис.



Структурная схема возбудителя с АПЧ

Колебания от ОГ используются для стабилизации частоты автоколебаний $f_{\text{АГПД}}$, имеющих невысокую стабильность. В системе АПЧ колебания от ОГ и АГПД поступают на СУ, вырабатывающее на выходе напряжение, которое через ФНЧ и УЭ автоматически приводит частоту АГПД к частоте ОГ.

Схемы с АПЧ обеспечивают эффективное ослабление комбинационных частот, возникающих в ОГ. Основную роль в подавлении комбинационных частот играет узкополосный ФНЧ, стоящий на выходе СУ. Частота среза ФНЧ выбирается низкой, меньше нижней частоты модуляции (манипуляции) АГПД.

В зависимости от типа СУ различают две системы АПЧ: **система частотной автоподстройки (ЧАП)** и **система фазовой автоподстройки (ФАП)**.

При использовании ЧАП роль СУ выполняет частотный детектор (ЧД), формирующий на выходе напряжение, зависящее от разности частот АГПД и ОГ. Система ЧАП чаще всего реализуется по схеме, представленной на рис.

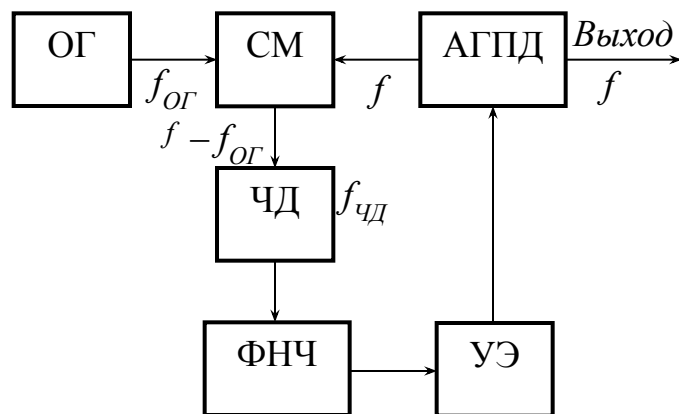


Рис. Схема ЧАП

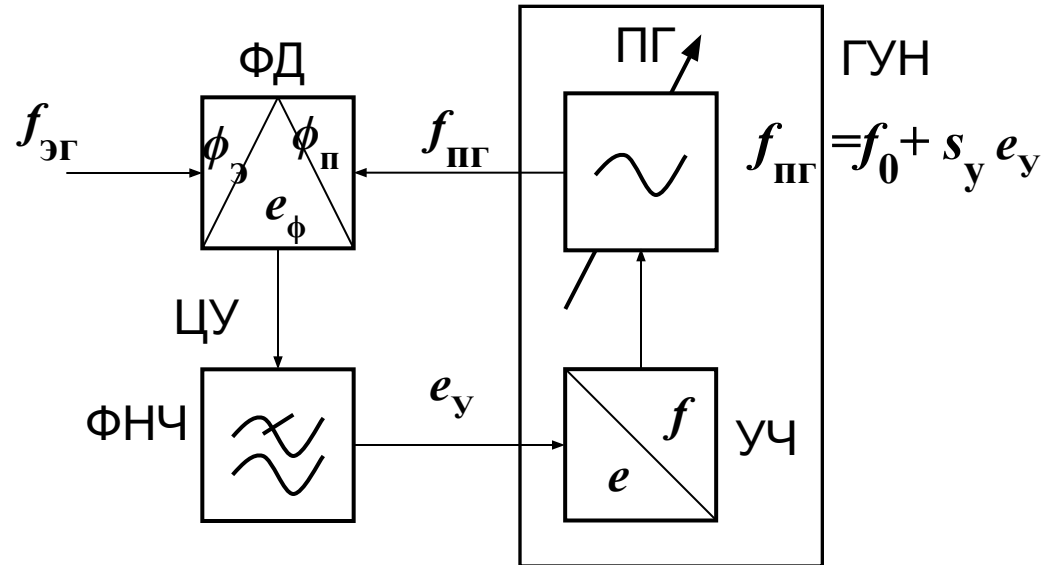
В системе ЧАП воздействие дестабилизирующего фактора на $f_{АГПД}$ компенсируется лишь частично, т.к. напряжение на выходе ЧД отлично от нуля только при наличии остаточной расстройки, то есть когда $f - f_{ОГ} \approx f_{ЧД}$, где $f_{ЧД}$ – средняя частота ЧД.

Если будет выполняться точное равенство $f = f_{ОГ} + f_{ЧД}$, то напряжение на выходе ЧД будет равно нулю и управляющего сигнала на выходе ФНЧ не будет.

Частичная компенсация дестабилизирующего фактора, а также увеличение нестабильности частоты $f_{АГПД}$ за счёт нестабильности средней частоты ЧД $f_{ЧД}$ являются важнейшими недостатками систем ЧАП.

В системе ФАП в качестве сравнивающего устройства (СУ) используется фазовый детектор (ФД), напряжение на выходе которого определяется разностью фаз сравниваемых колебаний.

Возбудители с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ)



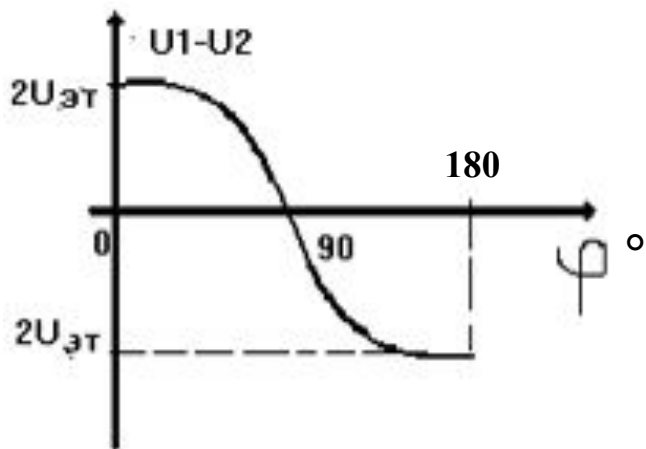
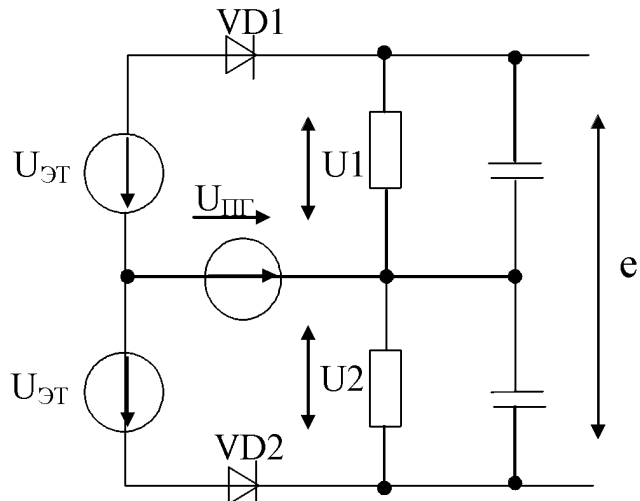
ФД - фазовый дискриминатор;
 ПГ - подстраиваемый генератор;
 ЦУ - цепь управления (ФНЧ);
 e_y – управляющее напряжение;
 УЧ – управитель частоты.

Цепи фазовой автоподстройки частоты играют роль узкополосного фильтра

Сигналы частот $f_{\text{ЭГ}}$ и $f_{\text{ПГ}}$ от эталонного (ЭГ) и подстраиваемого (ПГ) генераторов поступают на фазовый детектор (ФД), выходное напряжение которого определяется разностью фаз напряжений, действующих на его входах.

Выходное напряжение ФД через ФНЧ воздействует на управляющий элемент (УЧ), например варикап, который изменяет частоту ПГ, приближая ее к частоте $f_{\text{ЭГ}}$.

В стационарном режиме, когда $f_{\text{ЭГ}} = f_{\text{ПГ}}$, в системе устанавливается **постоянная разность фаз** между сигналами соответствующих генераторов и выходное напряжение ФД постоянно.



Балансный фазовый детектор.

$$U1 = U_{n2} + U_{эм}$$

$$U2 = U_{n2} - U_{эм}$$

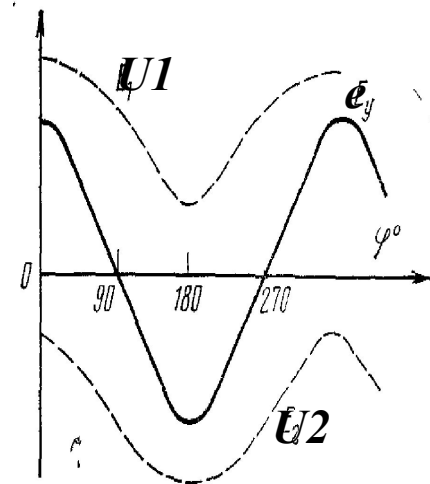
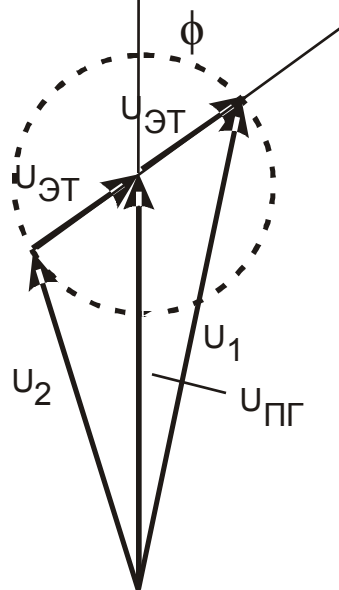
$$U1 = U_{n2} \sin(\phi1) + U_{эм} \sin(\phi2)$$

$$U2 = U_{n2} \sin(\phi1) - U_{эм} \sin(\phi2)$$

$$(U_{эм} \ll U_{n2})$$

$$e = U1 - U2 = 2U_{эм} \cos(\phi)$$

$$\phi = \phi2 - \phi1$$



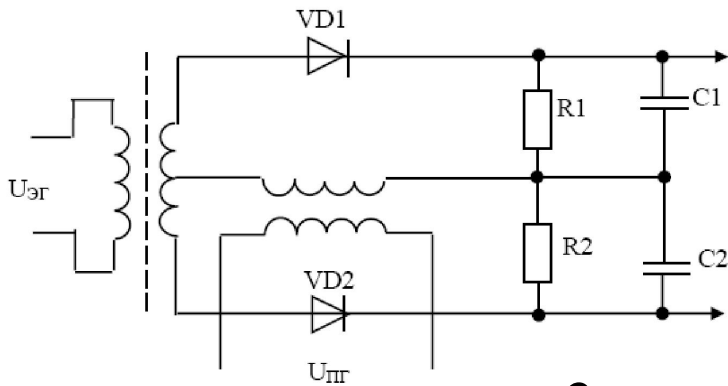
$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

$\frac{d\Phi(t)}{dt}$ - изменение фазы,

ω_0 - средняя частота

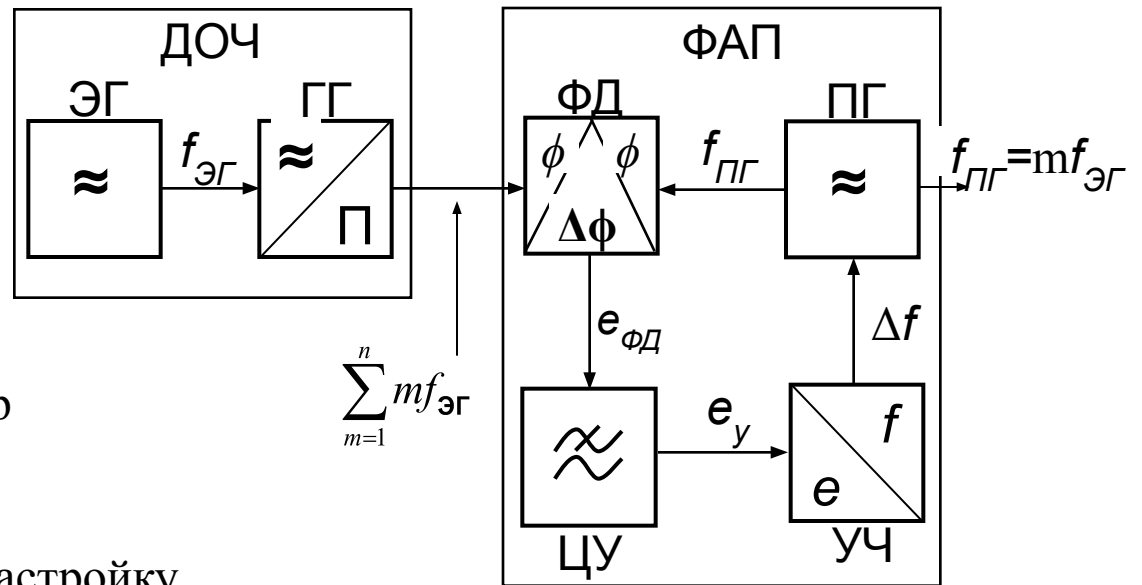
$$\frac{d\Phi(t)}{dt} \rightarrow \text{const или } 0$$

$$\omega(t) \rightarrow \text{const}$$



Вариант исполнения предыдущей схемы.

Синтезатор непрямого (активного) синтеза



СЧ - синтезатор частоты
 ФД - фазовый дискриминатор
 ГГ - генератор гармоник
 ПГ - настраивается грубо,
 ФАП обеспечивает точную настройку.

ФАП - не только приравнивает частоту, но и узкополосный фильтр для выбора нужной частоты из сетки частот.

Полосу пропускания ФАП можно сделать сколь угодно малой для улучшения фильтрации, но это затрудняет входение в синхронизм.

Недостаток: малое число дискретных частот на выходе.

Модуляционная характеристика ПГ с управителем частоты

$$f = f_0 + S_y e_y$$

где S_y - крутизна модуляционной характеристики, [Гц/В]; e_y – управляющее напряжение, [В].

Различают три режима работы ФАПЧ:

Режим синхронизма. $f_{\text{ПГ}} = f_{\text{ЭГ}}$, $\phi = \phi_1 = \text{const}$. При этом медленные изменения частоты компенсируются действием системы ФАПЧ (режим удержания).

С понятием режима удержания связано понятие полосы удержания – полосы начальных расстроек ПГ и ЭГ по частоте, в которой режим синхронизма возможен.

Режим квазисинхронизма., когда средняя разность частот ПГ и ЭГ равна нулю, а ϕ периодически меняется (нерабочий переходной режим).

Режим биений. $f_{\text{ПГ средняя}} \neq f_{\text{ЭГ}}$, начальная расстройка ПГ относительно ЭГ больше полосы удержания.

Область начальных расстроек ПГ и ЭГ, в которой при любых начальных условиях устанавливается режим синхронизма (удержания) называют полосой захвата.

Обычно в момент включения системы $f_{\text{ПГ}}$ и $f_{\text{ЭГ}}$ не совпадают и наблюдается режим биений. Т.е. $f_{\text{ПГ}}$ модулируется по частоте напряжением биений. В зависимости от знака мгновенного напряжения частота биений $\Delta f = f_{\text{ПГ}} - f_{\text{ЭГ}}$ то повышается, то понижается. В результате разной длительности положительной и отрицательной полуволн напряжения биений на выходе ФД формируется некоторая постоянная составляющая, которая перестраивает $f_{\text{ПГ}}$ и снижает частоту биений Δf до нуля.

Системы ФАПЧ позволяют осуществить ряд операций: суммирования частот, умножения и др.

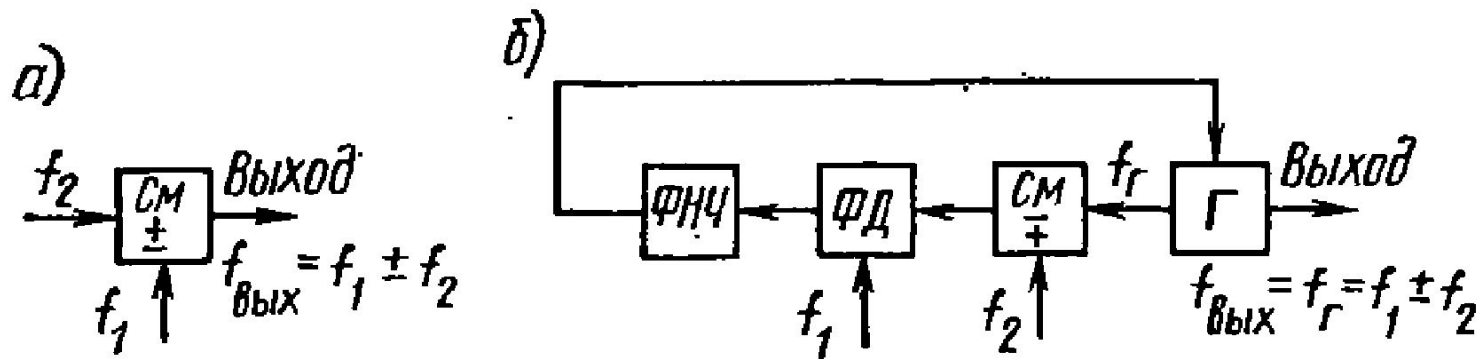


Рис. 6.16. Схемы суммирования частот: в сумматоре (а) и в кольце ФАП (б)

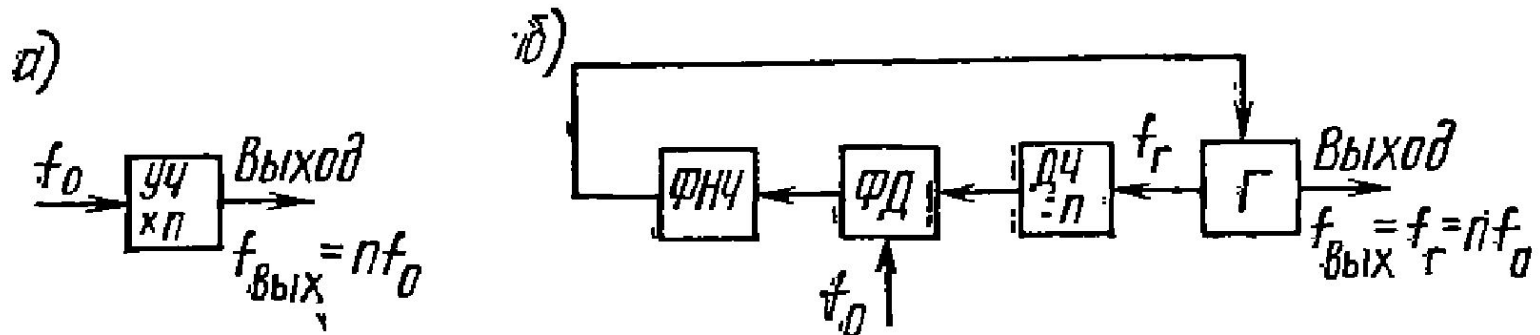


Рис. 6.17. Схемы умножения частоты: в умножителе (а) и в кольце ФАП с делителем в цепи обратной связи (б)

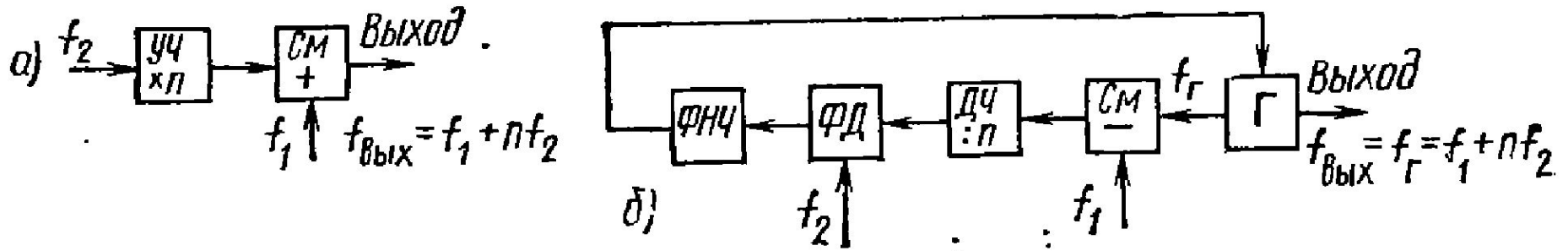
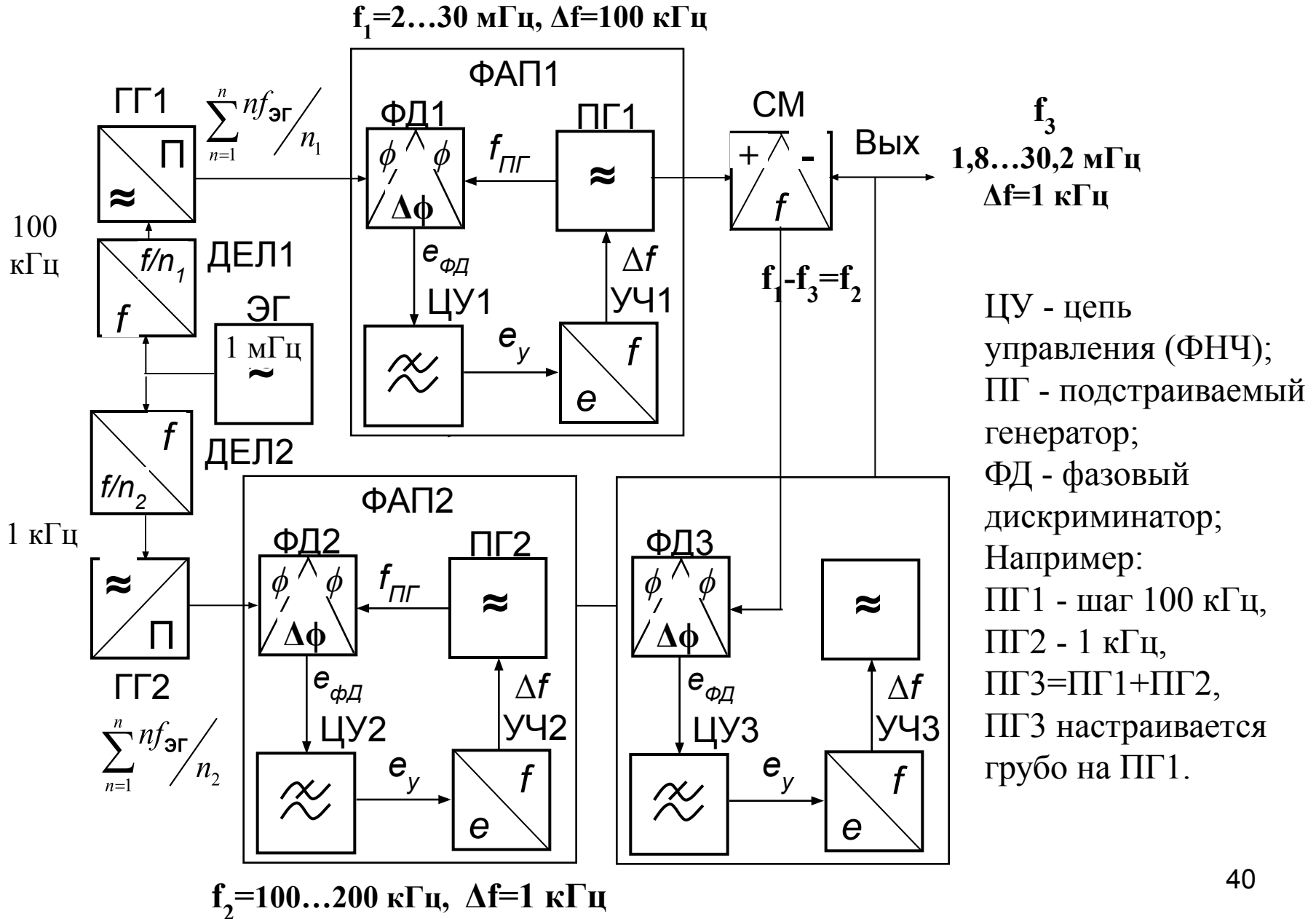


Рис. Выполнение группы операций при пассивном синтезе частот (а) и в кольце ФАП (б)

Для формирования большого числа частот в широком частотном диапазоне системы ФАПЧ могут содержать два и более колец (петель) ФАП.

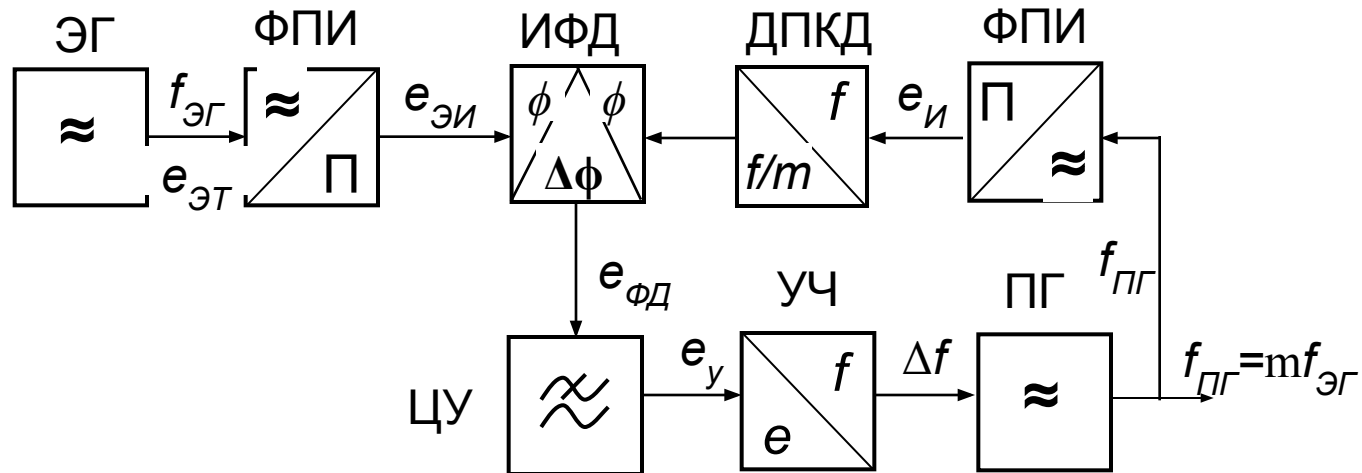
Синтезатор частоты на трех петлях ФАП



Цифровые синтезаторы активного синтеза

По сравнению с другими типами синтезаторов *цифровые синтезаторы частот* имеют значительные преимущества по габаритным размерам, технологичности и надёжности.

В *цифровых синтезаторах частот* используются импульсно-фазовые детекторы и делители частоты на специальных импульсных микросхемах, позволяющих реализовать делители частоты с большим, как постоянным, так и переменным коэффициентом деления.



ИФД - импульсный фазовый детектор

ДПКД - делитель с переменным коэффициентом деления

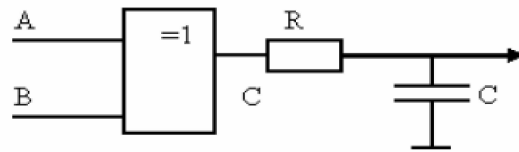
ФЭ - формирователь П-образного напряжения

$e_{\text{ЭГ}}$ – синусоидальное, $e_{\text{ЭИ}}$ – импульсное.

ЦУ - цепь управления (ФНЧ);

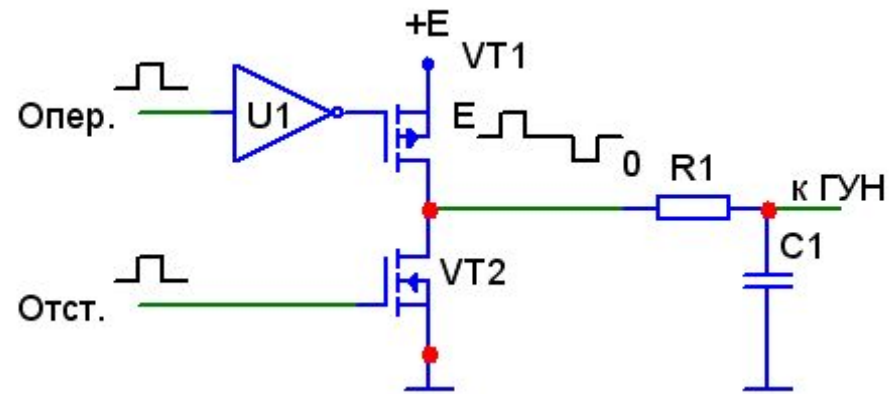
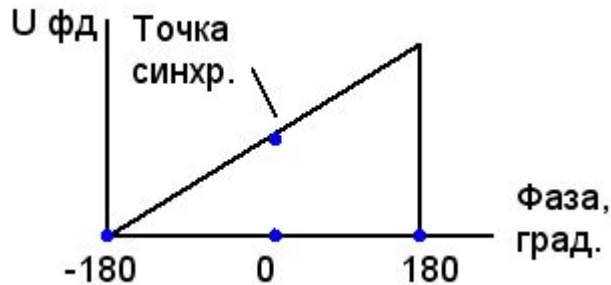
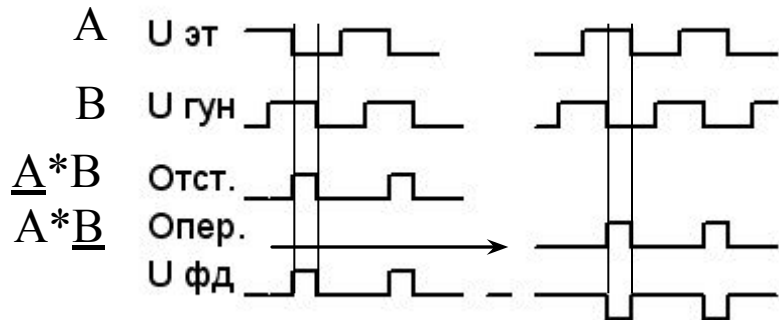
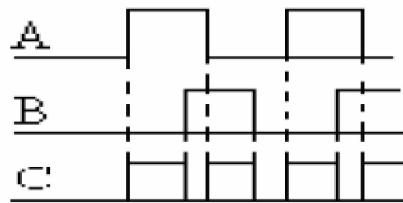
Импульсный фазовый детектор

Импульсный фазовый детектор (ИФД)
на микросхеме включающее ИЛИ (тип 1)



U_{ср}

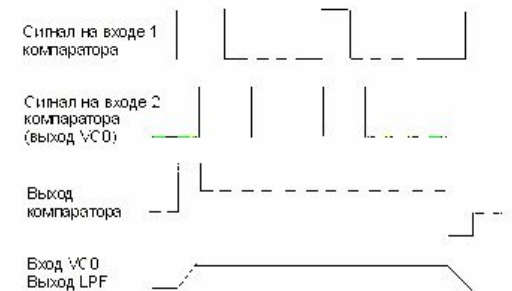
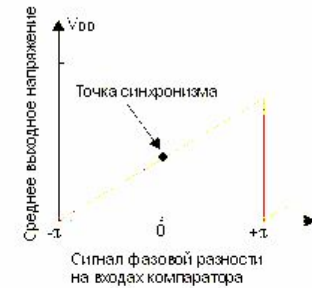
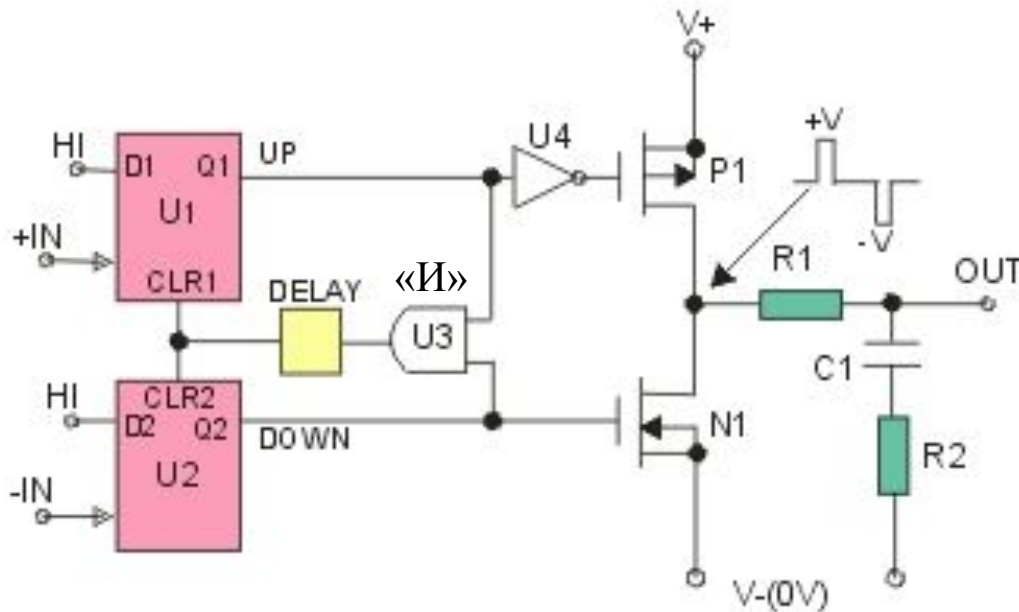
A	B	C
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0



Импульсный фазовый детектор (тип 2)

Импульсный фазовый детектор (тип 2)
работает «по фронтам» сигналов ЭГ и ГУН

Схема фазового детектора, состоящая из двух триггеров D - типа.



В этом устройстве, D - триггер запускается по положительным фронтам входных прямоугольных импульсов, и имеет следующие выходные состояния:

- 11 - оба выхода имеют высокое состояние, и подключены через схему И ($U3$) назад ко входам установки ноля $U0$ обоих триггеров .
- 00 - при таком состоянии выходов $Q1$ и $Q2$ оба транзистора $P1$ и $N1$ закрыты, и выход OUT имеет высокий импеданс, т.е. разомкнутое состояние.
- 10 - при таком состоянии выходов, транзистор $P1$ открыт, а $N1$ закрыт и на выходе присутствует положительный потенциал источника питания.
- 01 - в этом случае транзистор $P1$ закрыт, а $N1$ открыт и на выходе присутствует отрицательный (нулевой) потенциал источника питания.

Элемент задержки $DELAY$ включенный между выходом элемента $U3$ и входами $U0$ триггеров препятствует дрейфу ГУН и способствует более четкому вхождению системы в синхронизм. ⁴³

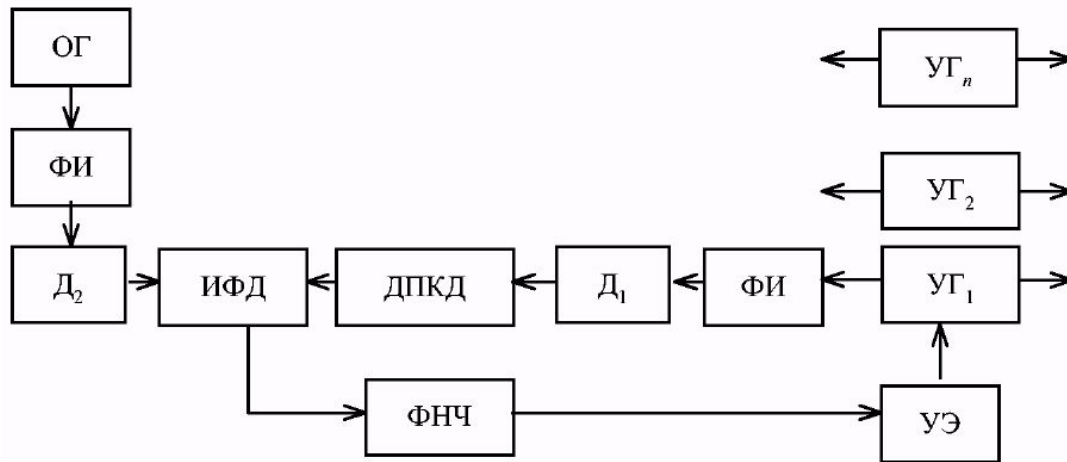
В диапазонных синтезаторах частот величина перекрытия диапазона $K_f = f_B / f_H$ достигает значения $K_f \geq 10$. Добиться такого же перекрытия диапазона с помощью УЧ практически невозможно, ибо их коэффициент перекрытия составляет 1,2-2,0.

Величину K_f можно увеличить путем введения в контур генератора дополнительных постоянных или переменных реактивных элементов - емкостей, индуктивностей. Однако при этом полоса захвата и удержания будут зависеть от рабочего участка диапазона.

При высоких значениях K_f трудно обеспечить неизменность амплитуды выходного напряжения ПГ на нагрузке, добротность контура генератора и т. д..

Задача увеличения перекрытия может быть решена путем разбивки всего диапазона на поддиапазоны с коэффициентом перекрытия, соответствующим коэффициенту перекрытия УЭ, и введением нескольких ПГ для каждого поддиапазона.

Подключение того или иного ПГ можно производить подачей на него напряжения питания.



кроме ДПКД, в канал опорного сигнала и в канал ФАПЧ введены делители (D_1 и D_2) с постоянными коэффициентами деления

Квантовые стандарты в синтезаторах частоты

Во многих специальных системах, например, системах синхронного вещания, ряде систем космической связи требуемая стабильность частоты рабочих колебаний выше, чем может быть получена в рассмотренных схемах синтезаторов частот с использованием кварцевой стабилизации частоты. Более высокая стабильность частоты обеспечивается в синтезаторах с использованием в качестве опорного генератора квантового стандарта частоты.

В активных квантовых стандартах частоты используется вынужденное испускание фотонов частицами (лазеры, мазеры).

Известны активные квантовые стандарты частоты на пучке молекул аммиака (молекулярный генератор), атомов водорода (водородный генератор), активные и пассивные квантовые стандарты частоты с оптической накачкой паров *Cs* или *Rb*. Молекулярный генератор на пучке молекул аммиака генерирует колебания с частотой 23,870130 ГГц ($\lambda \approx 1,25$ см).

Квантовые стандарты частоты используются в навигации и службе времени в качестве эталонов частоты (времени).

Квантовые стандарты (КС) обладают нестабильностью частоты $10^{-10} \div 10^{-13}$ и лучше.

Самые низкочастотные квантовые стандарты – цезиевый: $f_{КС} = 9\,192\,632$ кГц ($\lambda = 3.26$ см) и $P_{ВЫХ} = 10^{-10}$ Вт и рубидиевый - $f_{КС} = 6834682614$ Гц. При использовании КСЧ возникает задача понижения частоты и увеличения мощности.

Две схемы переноса частоты:

Схема с вычитанием ошибки (компенсационная)

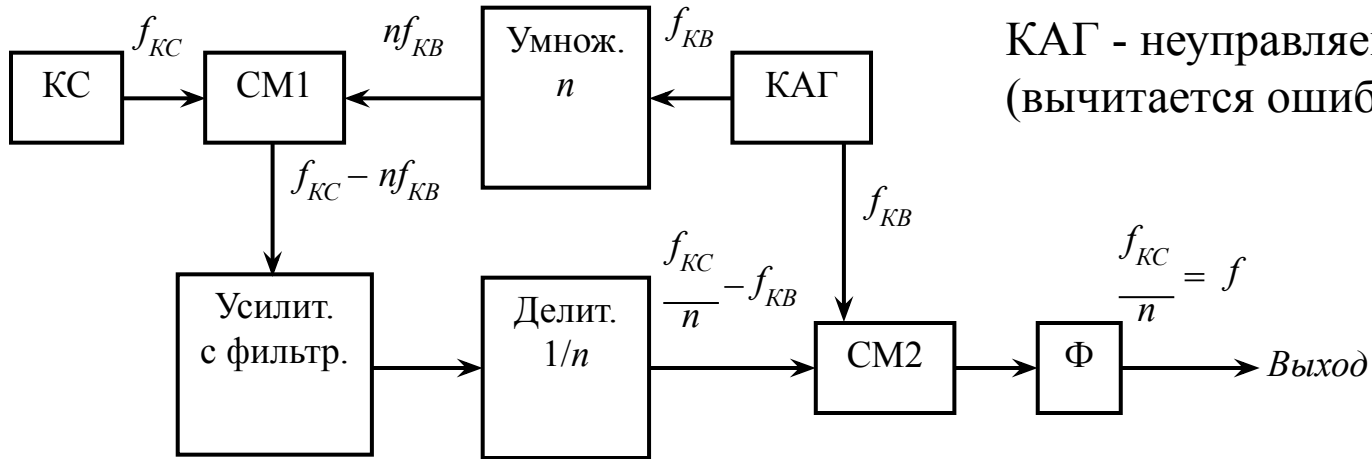
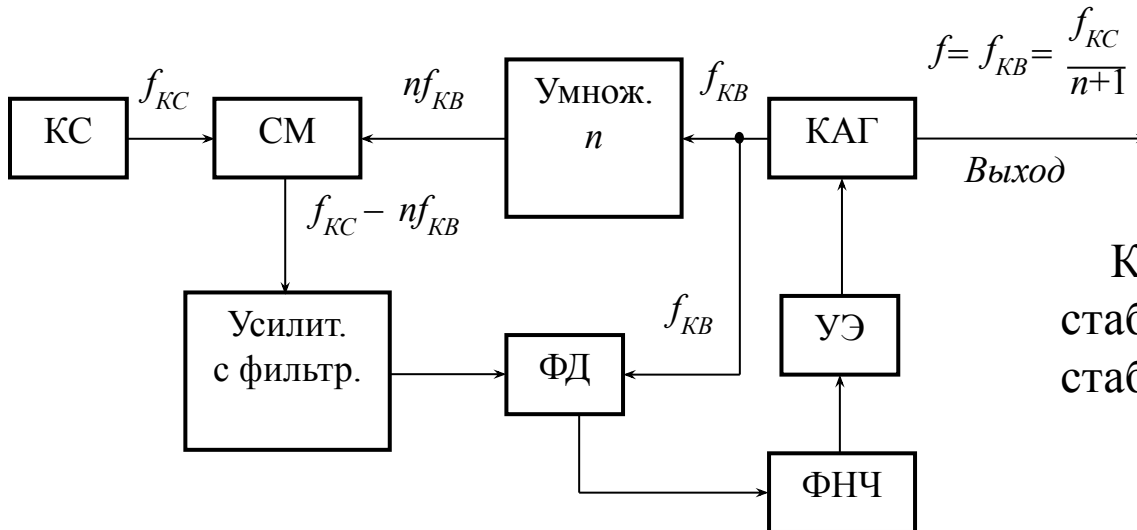
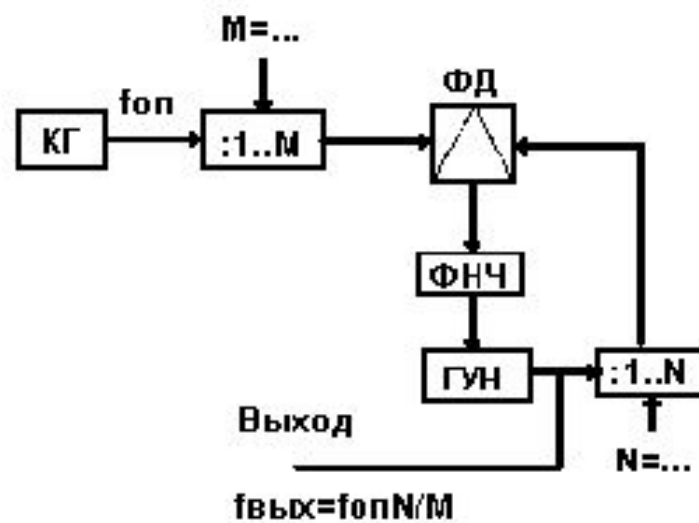


Схема с фазовой автоподстройкой частоты

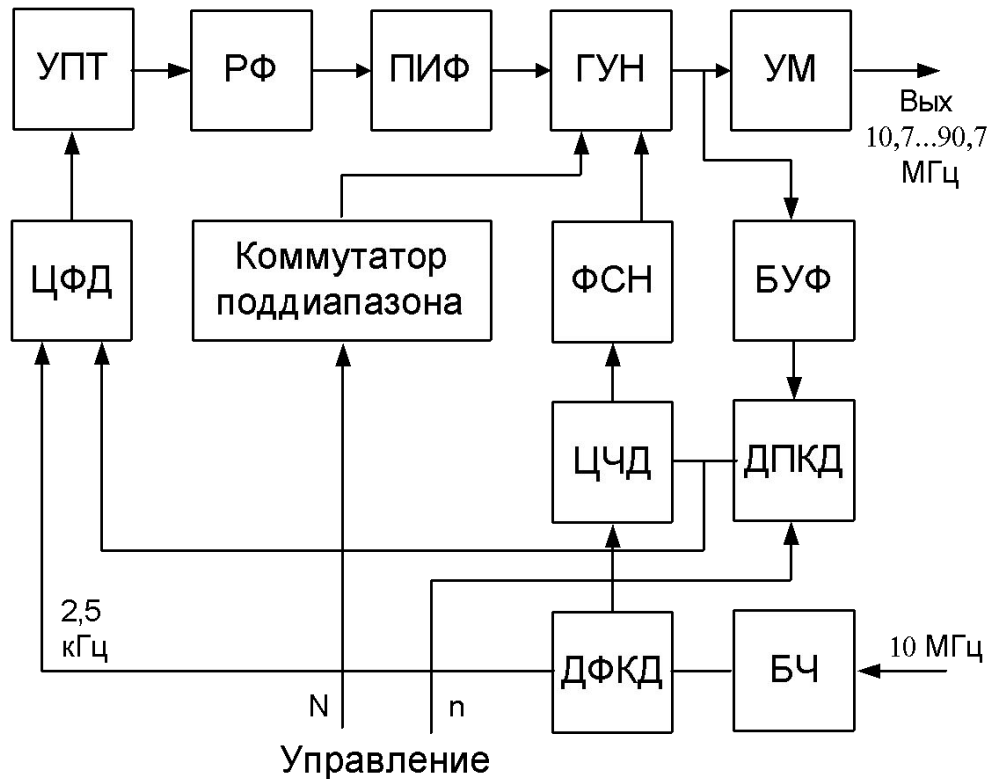


КАГ - управляемый и
стабильность частоты равна
стабильности КС.

Для получения круглых частот схемы переноса частоты КС наращиваются операциями сложения, умножения и т.д.



Синтезаторы частот метрового диапазона



ДПКД – декадный делитель с переменным коэффициентом деления (ДДПКД), $N = (4280 - 36279)$.

ЦЧД – цифровой частотный детектор
 ФСН – формирователь ступенчатого напряжения, ЦЧД + ФСН – система автопоиска полосы захвата

ДФКД – делитель с фиксированным коэффициентом деления

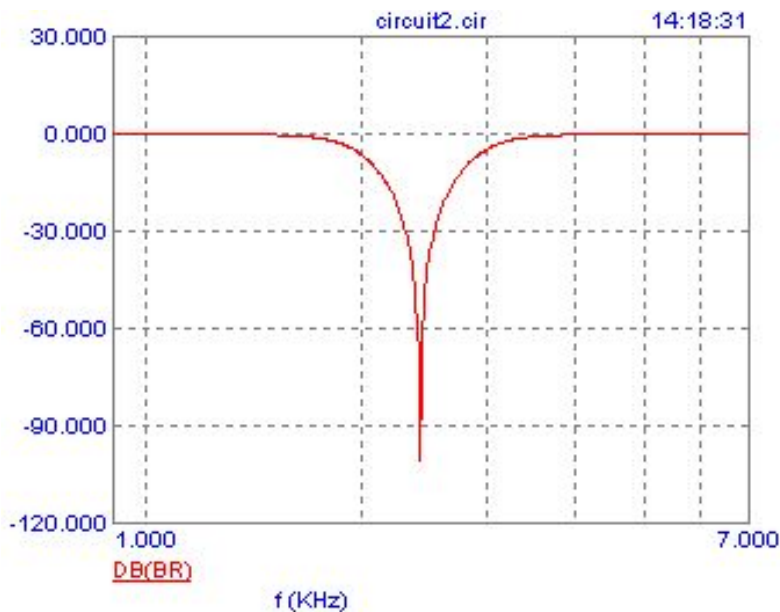
ЦФД – цифровой фазовый детектор
 РФ – режекторный фильтр
 ПИФ – пропорционально - интегрирующий фильтр

При отсутствии синхронизации в кольце ФАПЧ частоты следования импульсов на входах ЦЧД не равны между собой, происходит поиск полосы захвата и грубая настройка ГУН.

Управляющее напряжение на варикапах изменяется по ступенчатому закону до тех пор, пока не произойдет захват частоты ФАПЧ. После захвата поиск автоматически прекращается.

В большинстве случаев СЧ этого диапазона выполняют по однокольцевой системе ФАПЧ с ДПКД в цепи обратной связи.

РФ – подавляет опорный сигнал с частотой 2.5 кГц до требуемого уровня.

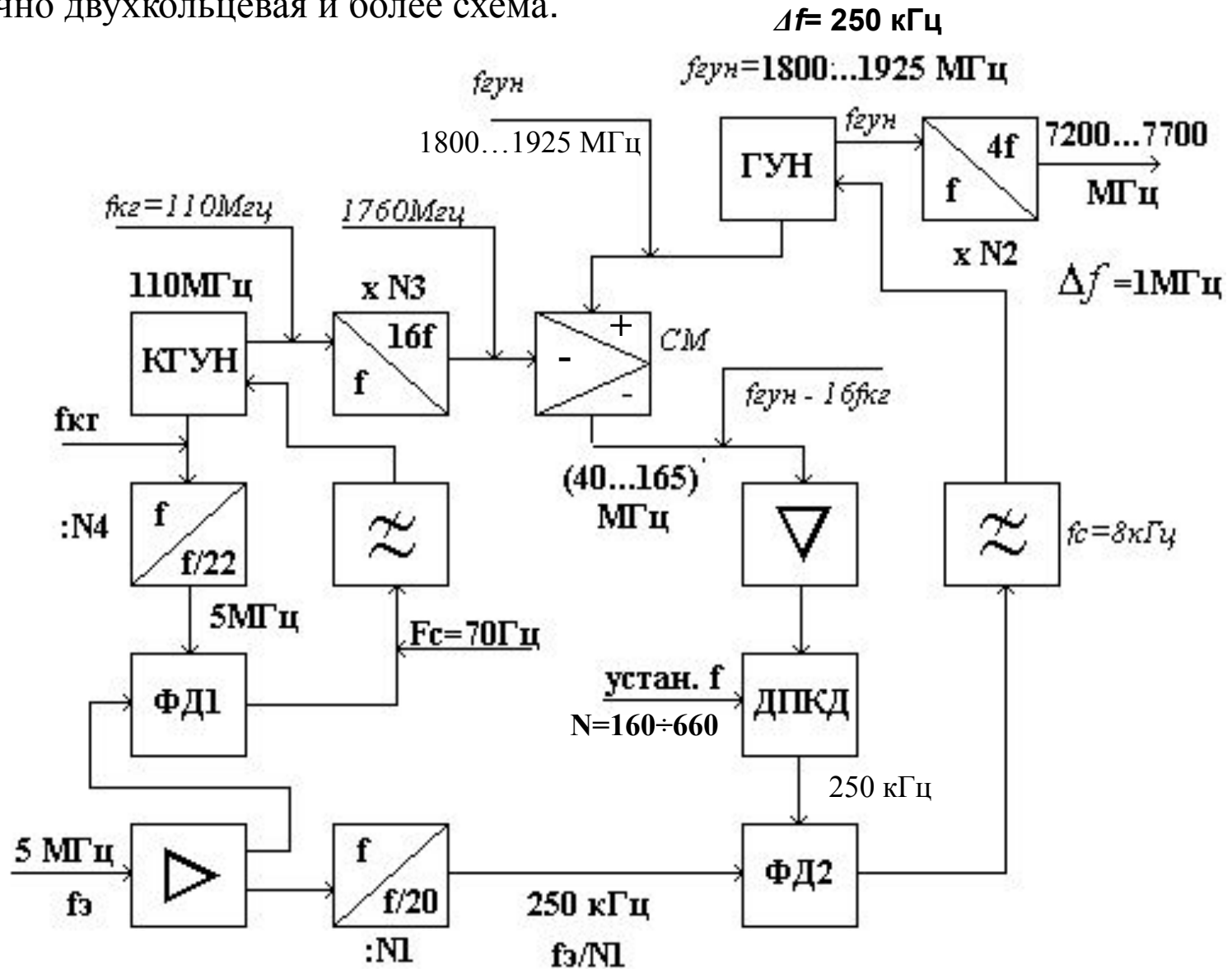


ПИФ – дополнительно ослабляет побочные сигналы.

РФ и ПИФ – корректируют АЧХ и ФЧХ кольца ФАПЧ, обеспечивая тем самым устойчивую работу СЧ.

Синтезаторы частоты ДМВ и СВВ

Обычно двухкольцевая и более схема.



F_c – собственная частота петли ФАПЧ

ФД1 – фазовый дискриминатор на $f = 5$ МГц

ФД2 – работает на $f = 250$ кГц, следовательно шаг тоже = 250 кГц

КГУН – кварцевый генератор, управляемый напряжением

СМВ – сантиметровые волны

ДПКД $N = 160 \div 660$

Если взять выходной сигнал прямо с ГУН, т.е. без умножения, то получим синтезатор ДМВ (1800-1925 МГц).

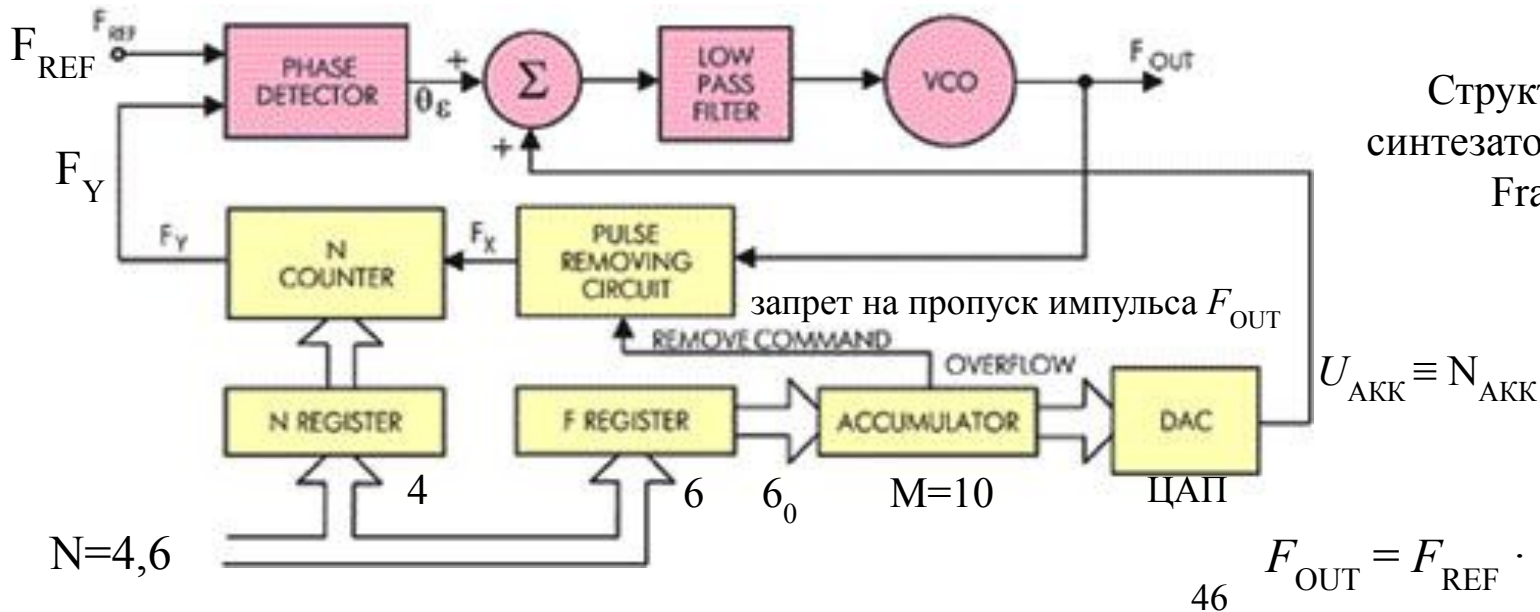
Синтезаторы частоты с ФАПЧ и ДПКД с дробным коэффициентом деления

Наряду с ФАПЧ-синтезаторами, с целочисленным коэффициентом деления ДПКД в цепи ОС, существуют СЧ, у которых коэффициент деления в цепи ОС задаётся в виде дробного числа. Метод был разработан в начале 70-х годов, а впоследствии стал называться Fractional-N. Его появление обусловлено тем, что многие из систем связи нуждались в быстром переключении частоты и более низком уровне фазового шума гетеродина.

В классическом синтезаторе с целочисленным коэффициентом деления требуется относительно низкая опорная частота, которая определяет высокое значение коэффициента деления N .

Низкая опорная частота означает длительное время регулирования, а высокое значение коэффициента деления N - повышение фазового шума системы.

Метод Fractional-N предполагает использование дробного деления в цепи ОС и уменьшение коэффициента деления N . В результате можно использовать более высокую опорную частоту и уменьшить время регулирования системы (захват частоты будет происходить гораздо быстрее), а дробное деление в цепи ОС снизит фазовый шум системы.



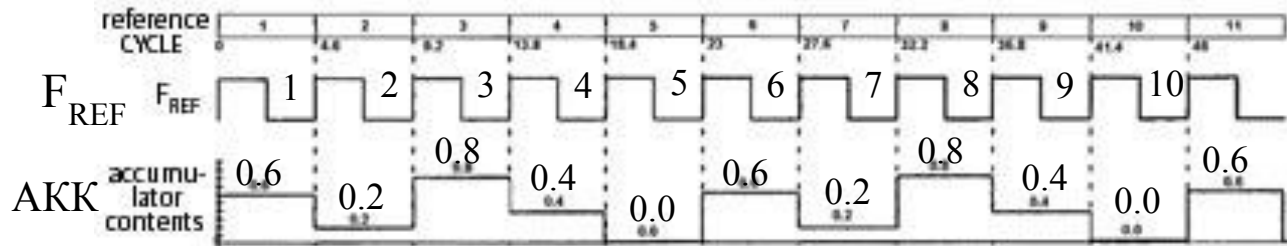
Структурная схема
синтезатора частоты типа
Fractional-N

$N=4,6$

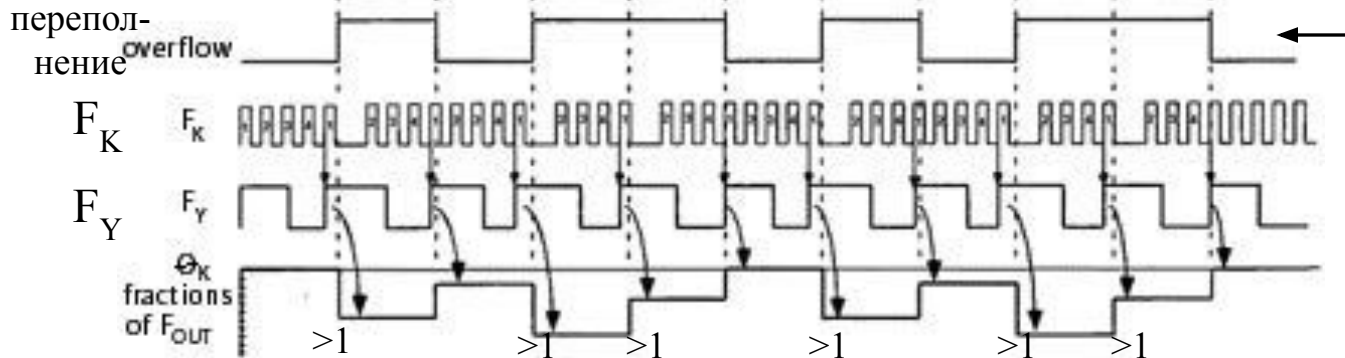
$$F_{OUT} = F_{REF} \cdot (INT + (F/M))$$



$$N = INT + (F/M) = 4 + (6/10) = 4,6$$



при переполнении АКК
запрет на пропуск
одного импульса F_{OUT}



6 переполнений
Временные диаграммы,
показывающие процесс
синтезирования

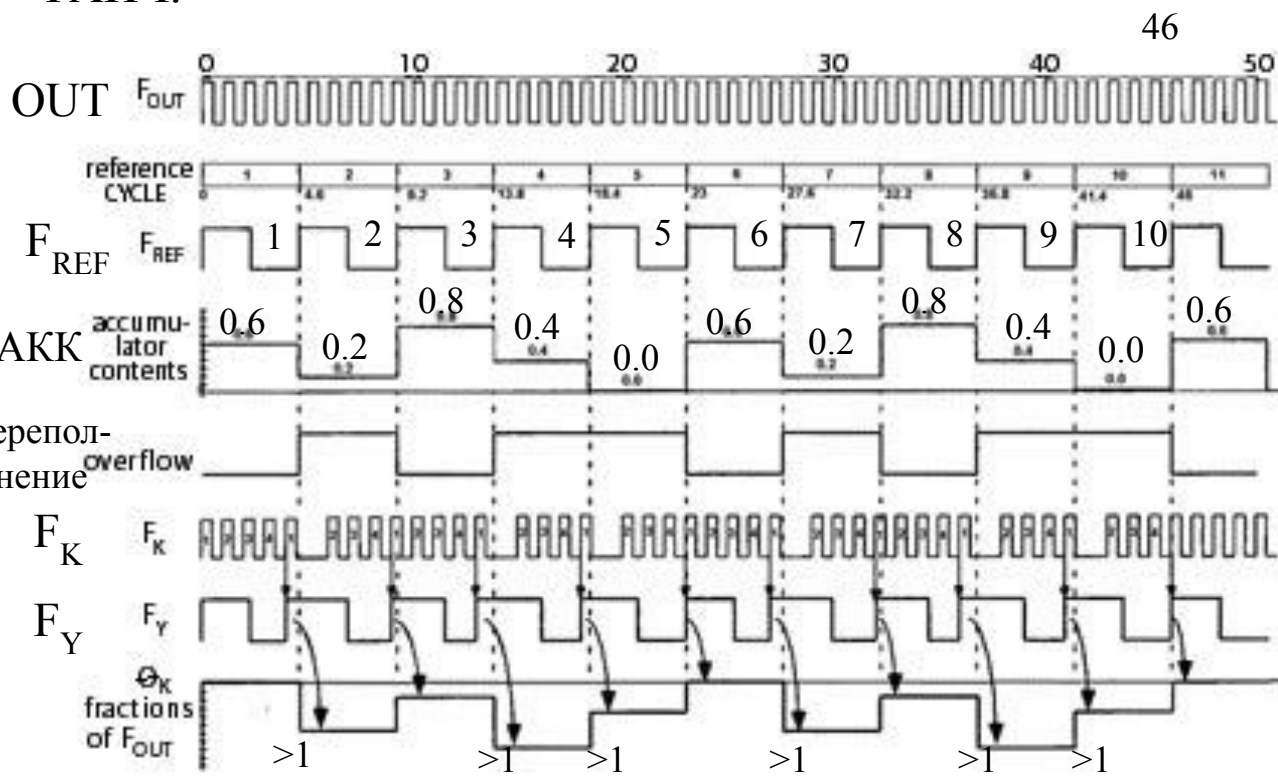
В течение времени, необходимого для генерирования первого цикла сигнала F_{REF} , в счётчике N будет отсчитано 4 периода F_{OUT} и произведено деление на 4, а значение 0,6 будет отложено в АКК. Первоначально в АКК записывается тот же код 0,6, что и в регистр F.

В начале второго цикла сигнала F_{REF} счётчик N также будет производить деление на 4, и в АКК к ранее записанному значению 0,6 добавится новое значение 0,6. Особенностью АКК является то, что он сохраняет только значения меньше единицы, поэтому на втором цикле мы получим значение аккумулятора не 1,2, а 0,2. Таким образом, АКК "следит" за отсутствующими дробными частями. Начиная со второго цикла, с выхода АКК формируется сигнал переполнения OVERFLOW, который запрещает прохождение одного импульса F_{OUT} .

К началу второго цикла с выхода F_X этой схемы мы получим пять периодов тактовой частоты F_{OUT} , так как переполнение, равное 1,2, даёт нам один дополнительный период импульса FOUT и сохранённое значение в аккумуляторе, равное 0,2. В начале второго цикла сигнала F_{REF} сигнал переполнения OVERFLOW будет блокировать прохождение первого импульса в этом цикле.

С другого выхода аккумулятора сигнал переполнения будет поступать на вход ЦАП, с выхода которого аналоговый сигнал, пропорциональный по амплитуде значению переполнения, будет суммироваться в сумматоре S с сигналом ошибки фазового детектора. Тем самым будет сохраняться точность настройки VCO (ГУН) с учётом дробных частей коэффициента деления N.

Из диаграммы видно, что аккумулятор имеет переполнение во 2-, 4-, 5-, 7-, 9- и 10-м циклах. Итак, последовательность из 10 циклов сигнала F_{REF} будет содержать 6 переполнений, в результате которых получим общее количество периодов сигнала F_{OUT} как $(4 \times 4) + (6 \times 5) = 46$. В итоге получим на выходе F_Y счётчика N последовательность импульсов с учётом добавочных периодов переполнения. С выхода F_Y эта последовательность импульсов будет поступать на второй вход фазового детектора с выхода, сигнал ошибки которого, с учётом сложения в сумматоре, будет поступать через ФНЧ на вход VCO, образуя тем самым контур ФАПЧ.



$$F_{OUT} = F_{REF} \cdot (INT + (F/M))$$

$$N = INT + (F/M) = 4 + (6/10) = 4,6$$

при переполнении АКК запрет на пропуск одного импульса F_{OUT}

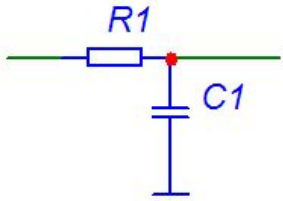
← 6 переполнений

Fractional-N ФАПЧ-синтезаторы частоты, выпускаемые в настоящее время компаниями Analog Devices (ADI), Texas Instruments (TI) и Philips Semiconductors, представляют собой законченные устройства, способные работать на частотах до 3 ГГц. Существуют также двойные Fractional-N и Fractional-N/Integer-N ФАПЧ-синтезаторы частоты, имеющие два отдельных контура регулирования. В них Fractional-N секция работает в RF-контуре регулирования (RF - основная радиочастота), а Integer-N секция работает в IF-контуре регулирования (IF - промежуточная частота).

Fractional-N ФАПЧ-синтезаторы используются для построения гетеродинов с преобразованием вверх и вниз по частоте, в базовых станциях и переносных трубках мобильной связи (GSM, CDMA, WCDMA, PCS, DCS), а также в LAN (локальных сетях), тестовом коммуникационном оборудовании и CATV (кабельном) оборудовании.

Элементы ФАПЧ

Интегратор (ФНЧ).

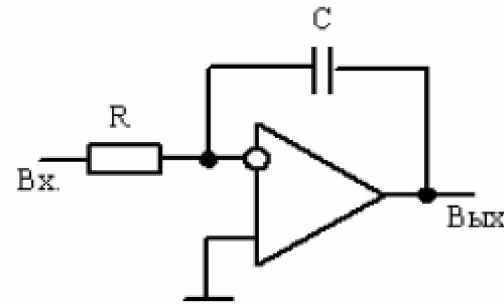


$$U_{\text{ВЫХ}} = 1/(1+j\omega R_1 C_1)$$

$$\text{при } \omega \gg 1/R_1 C_1$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} / j\omega R_1 C_1$$

наклон АЧХ -20дб/декаду



Активные ФНЧ на ОУ

Режекторные фильтры на ОУ

Управители частоты (УЧ)

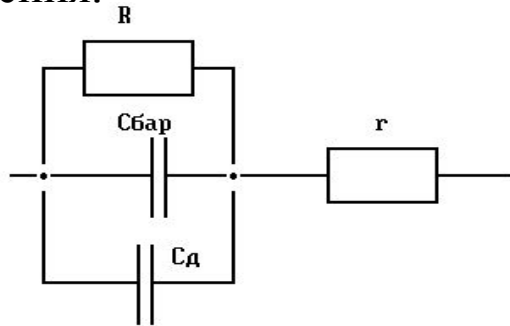
Существует много приборов и устройств, обладающих реактивной проводимостью, управляемой током и напряжением: емкость закрытого *p-n* перехода, управители на ферритах, реактивные лампы и транзисторы, вариконды и т.п.

Выбор определенного вида управителя зависит от требований:

- максимальной девиации частоты,
- уровня допустимых нелинейных искажений,
- допустимой паразитной амплитудной модуляции,
- стабильности средней частоты и т.д.

Варикап – п/п диод, барьерная ёмкость закрытого p - n перехода которого зависит от приложенного напряжения.

Простота схемы, малые габариты, ничтожная мощность источника управляющего напряжения.



$C_{бар}$ – барьерная ёмкость.

$C_{д}$ – диффузионная ёмкость.

$R = dU_{пер}/dI$ – дифференциальное сопротивление ($> 1 \text{ МОм}$)

r – сопротивление потерь

Эквивалентная схема p - n перехода п/п диода

В режиме открытого перехода ($U_{пер} > 0$) сопротивление R мало и сильно шунтирует ёмкость перехода, которая определяется в основном диффузионной емкостью $C_{д}$, пропорциональной току.

Это затрудняет использование варикапа для управления частотой при $U_{пер} < 0$.

При закрытом p - n переходе ($U_{пер} < 0$) обратный ток I очень мал, сопротивление R велико и почти не влияет на характеристики варикапа.

Ёмкостью варикапа является $C_{бар}$, зависящая от запирающего напряжения на переходе.

$$C_{бар} = C_{бар} (\phi - E) / (\phi - U_{пер})^m$$

$U_{пер}$ – запирающее напряжение на переходе;

E – произвольное напряжение начального смещения;

$\phi=0.5$ В – контактная разность потенциалов;

$C_{бар}$ – ёмкость варикапа при $U_{пер}=E$;

$m=1/3$ – для плавного перехода;

$m=1/2$ – для резкого перехода;

$m=1...2$ – для сверхрезкого перехода.

Основной недостаток управителя на переходе – большой уровень нелинейных искажений.

Варикапы вносят определенный вклад в температурную нестабильность частоты АГ и паразитную АМ.

Эти свойства варикапов характеризуются ТКЕ и добротностью.

ТКЕ варикапов положителен (+) и имеет величину $E^{-4}...E^{-6} \text{ } ^\circ\text{K}^{-1}$ (увеличивается с уменьшением напряжения).

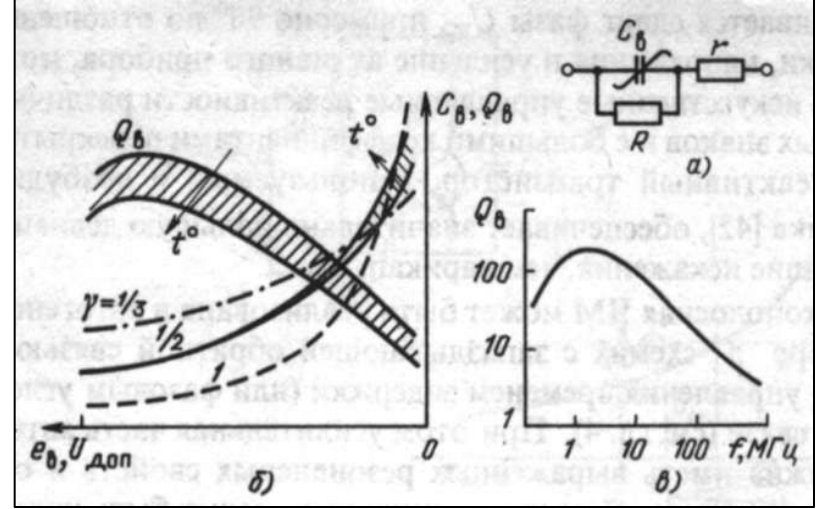
$$Q_B = 1/(2\pi f_B C_B r)$$

Добротность варикапа (Q_B) зависит от величины напряжения на нем (повышается с увеличением U) и уменьшается с увеличением f_B и t° . ($Q \sim 200$ при $U \sim 100$ В).

Q_B при E_B и f_B дано в справочниках. При рабочей частоте f : $Q_{Bf} = Q_B * f/f_B$,

где Q_B, f_B – справочные данные. Коэффициент перекрытия варикапа по емкости 3-5.

Вариконд – конденсатор с сегнетоэлектриком, диэлектрическая проницаемость которого увеличивается с увеличением напряженности электрического поля. Вариконды выпускаются с номинальной ёмкостью от 10 пФ до долей микрофарады. Ёмкость варикондов может изменяться в 4...8 и более раз. Они имеют лучшую линейность, чем варикапы, слабее реагируют на изменение $t^\circ\text{C}$. Недостаток: большая амплитуда



В управителях частоты на ферритах – используется зависимость магнитной проницаемости μ феррита от постоянного подмагничивания. $C_k L_k$ – контур автогенератора.

Изменение тока (Δi_y) меняет μ феррита, а следовательно и индуктивность $L_k = L_k(\mu)$.

Недостатки: большие мощности управляющего сигнала.

Реактивный транзистор

Реактивные транзисторы обеспечивают большую девиацию частоты и меньшие искажения, чем варикапы.

Схема реактивного транзистора представлена на рис.

Реактивный транзистор м. б. выполнен как эквивалентная управляемая индуктивность, так и эквивалентная управляемая ёмкость.

Характер эквивалентной реактивности определяется строением фазосдвигающей цепи Z_1, Z_2 .

В отличие от варикапа, который м. б. подключен в ветви контура АГ как параллельно, так и последовательно, реактивный транзистор подключается только параллельно контуру.

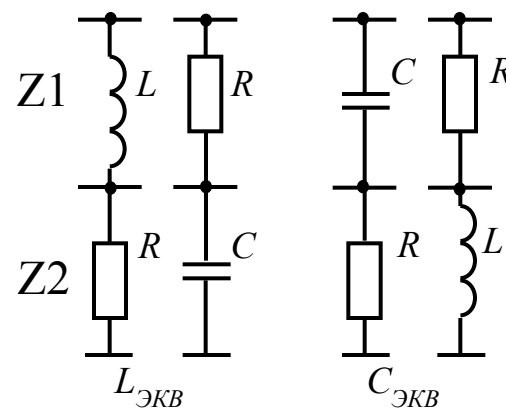
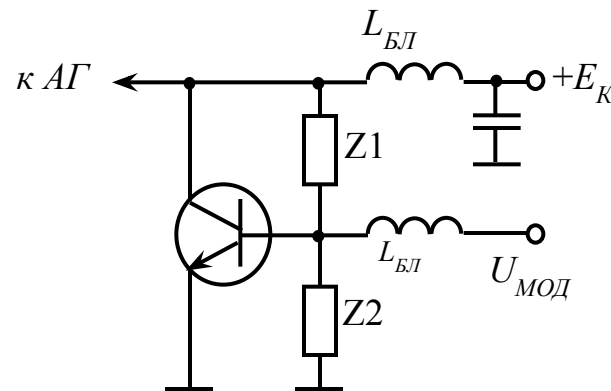
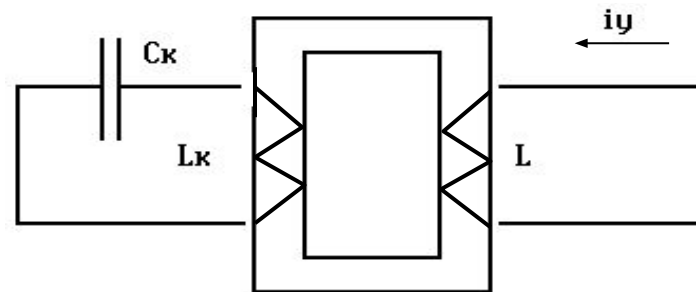


Рис.

При этом транзистор и фазосдвигающая цепь $Z1$, $Z2$ находится под ВЧ напряжением U контура АГ. Часть этого напряжения, выделяемая на сопротивлении $Z2$ фазосдвигающей цепи, образует напряжение возбуждения транзистора

$$U_{MB} = \frac{U}{Z1 + Z2} \cdot Z2 = \frac{U}{1 + Z1/Z2}$$

определяющее выходной ток транзистора I_{K1}

$$I_{K1} = S_{CP} U_{MB} = S \gamma_1(\theta) \frac{U}{1 + Z1/Z2}$$

отношение напряжения U на транзисторе к току I_{K1} определяет выходное сопротивление транзистора, то есть

$$Z_{ВЫХ} = \frac{U}{I_{K1}} = \frac{1}{S \gamma_1(\theta)} \left(1 + \frac{Z1}{Z2} \right)$$

если отношение $Z1/Z2 \gg 1$ и явно носит реактивный характер, то $Z_{ВЫХ}$ транзистора также будет иметь реактивный характер:

$$Z_{ВЫХ} \approx \frac{1}{S \gamma_1(\theta)} \frac{Z1}{Z2}$$

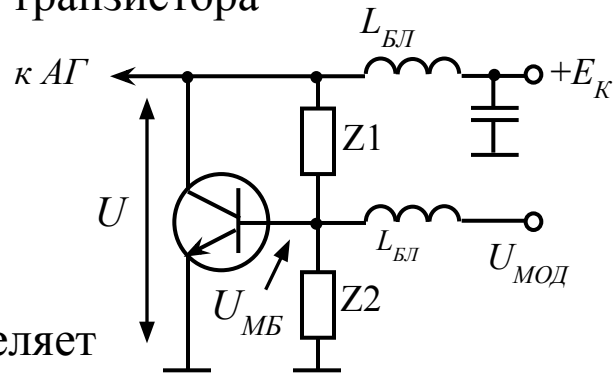
Если взять $Z1 = j\omega L$, а $Z2 = R$, то получаем

$$Z_{ВЫХ} \approx \frac{j\omega L}{SR \gamma_1(\theta)} = j\omega L_{ЭКВ}$$

где $L_{ЭКВ} = L / SR \gamma_1(\theta)$ (эквивалентная индуктивность).

В случае $Z1 = R$ и $Z2 = j\omega L$

$$Z_{ВЫХ} \approx \frac{R}{j\omega L S \gamma_1(\theta)} = \frac{1}{j\omega C_{ЭКВ}}$$



$$\gamma_n(\theta) = \frac{I_{ВЫХn}}{S U_{ВХ}}$$

$$C_{ЭКВ} = L S \gamma_1(\theta) / R$$

Если $Z1 = 1/j\omega C$ и $Z2 = R$, то

$$Z_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{1}{j\omega CRS\gamma_1(\theta)} = \frac{1}{j\omega C_{\text{ЭКВ}}}$$

$$C_{\text{ЭКВ}} = CRS\gamma_1(\theta)$$

Если $Z1 = R$, а $Z2 = 1/j\omega C$, то

$$Z_{\text{ВЫХ}} \approx j\omega C \frac{R}{S\gamma_1(\theta)} = j\omega L_{\text{ЭКВ}}$$

$$L_{\text{ЭКВ}} = RC / S\gamma_1(\theta)$$

При $Z1, Z2 = \text{const}$ эквивалентная реактивность зависит от крутизны S и коэффициента $\gamma_1(\theta)$, зависящего, в свою очередь, от угла отсечки θ коллекторного тока транзистора. При работе реактивного транзистора в режиме класса А $\gamma_1 = 1$, а крутизна S мало изменяется от напряжения смещения.

Поэтому режим с отсечкой коллекторного тока реактивного транзистора является наиболее выгодным.

Наилучшую линейность обеспечивают схемы реактивного транзистора – емкости, т. к. эквивалентная емкость прямо пропорциональна $S\gamma_1(\theta)$, для эквивалентной индуктивности – зависимость обратная.

Фазосдвигающая цепочка, подключенная к контуру АГ, вносит дополнительное затухание, уменьшая R_{oe} контура. Чтобы уменьшить влияние фазосдвигающей цепочки на контур автогенератора, следует увеличивать величины $Z1$ и $Z2$. С другой стороны они должны быть раза в (2...3) меньше сопротивлений соответствующих межэлектродных ёмкостей.

Активное сопротивление реактивного транзистора, пересчитанное параллельно контуру АГ, должно быть в (5...10) раз больше эквивалентного сопротивления R_{oe} контура АГ (не должно сильно шунтировать контур и уменьшать его Q).

Сравнивая системы пассивного и активного синтеза, можно отметить:

Аналоговые системы пассивного синтеза частот обладают следующими важными достоинствами.

Структуры этих систем в принципе просты. Они могут включать в себя большое количество операционных узлов, но все узлы пассивные.

Их инерционность невелика. Поэтому время установления частоты выходных колебаний может быть доведено до микросекунд, десятков и даже единиц наносекунд.

Так как в этих системах нет автогенераторов, вероятность появления на выходе колебаний с частотой, отличной от установленного значения, мала.

Недостатки.

В них трудно получить выходные колебания с высокой чистотой спектра. Повышение чистоты спектра достигается применением большого количества высокоэффективных фильтров в операционных узлах ССЧ. При современном уровне развития техники нужные фильтры далеко не на всех частотах поддаются микроминиатюризации.

В результате увеличиваются габариты, масса и стоимость аппаратуры, усложняется ее производство.

В таких системах, как правило, используется большое число вспомогательных частот колебаний, к которым предъявляются требования более жесткие, чем требования к выходному колебанию всей системы. Это усложняет и удорожает ССЧ.

Уровень побочных спектральных составляющих на выходе аналоговых систем пассивного синтеза частот при $\Delta f=3$ кГц обычно снижается на 60-80 дБ. С помощью специальных узкополосных перестраиваемых усилителей эта величина может быть доведена до 100-120 дБ. Но применение таких селекторов усложняет систему и, кроме того, растет время установления частоты колебаний, т.е. система лишается своего основного достоинства.

Цифровые системы пассивного синтеза обеспечивают такую же высокую скорость перестройки, как и системы пассивного аналогового синтеза. В отличие от аналоговых, цифровые ССЧ выполняются обычно на интегральных и больших интегральных схемах, что уменьшает габариты и упрощает производство.

Общим достоинством систем пассивного синтеза частот является то, что уменьшение шага сетки достигается в них без особых затруднений.

Системы активного (не прямого) синтеза

Основным достоинством систем активного синтеза является *высокая спектральная чистота* выходных колебаний. В этих системах уровень побочных составляющих при $\Delta f= 3$ кГц удается снизить на 100-120 дБ, причем с увеличением отстройки этот уровень понижается.

Однако уменьшение уровня побочных спектральных составляющих достигается за счет *увеличения времени установления* частоты колебаний. Также возрастает вероятность появления на выходе системы колебаний с частотой, не соответствующей установленному значению, например при разрыве кольца ФАПЧ автогенератора.

Верхняя граничная частота цифровых активных ССЧ, как и пассивных цифровых, определяется быстродействием используемых элементов.

Сокращение шага сетки частот ($f < 200$ Гц) в активных ССЧ, как правило, сопряжено с определенными трудностями.

Выбор того или иного метода синтеза частот зависит от требований, предъявляемых к конкретному устройству.

Если основным требованием является высокая скорость перестройки, то предпочтение отдается системам пассивного синтеза; если же требуется обеспечить высокую спектральную чистоту выходных колебаний, то предпочтение должно быть отдано активному синтезу.

Однако сегодня во всех случаях предпочтение, как правило, отдается цифровым системам.

В реальных ССЧ очень часто для удовлетворения противоречивых требований используют одновременно несколько методов синтеза.