

# Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Часть 1. Фильтрация помех структурой ФАП: классификация и основы теории

Юрий Никитин (Москва)

Качественные параметры синтезаторов частот можно реализовать в полной мере лишь тогда, когда разработчик радиоэлектронной аппаратуры хорошо представляет как теорию работы систем ФАП, астатических по параметру, в нашем случае – по частоте или фазе, так и физические процессы, протекающие в петле импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Но в начале посмотрим, как можно построить однокольцевой синтезатор частот.

## СТРУКТУРЫ СИНТЕЗАТОРНЫХ КОЛЕЦ ИФАП

Синтезаторные системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП или PLL – Phase-Locked-Loop) называют активными цифровыми синтезаторами частоты (ЦСЧ), в отличие от пассивных ЦСЧ, или DDS-синтезаторов (Direct Digital Synthesis). Кольца ИФАП называют активными ЦСЧ потому, что они содержат источник вторичных колебаний – перестраиваемый генератор (ПГ); обычно это генератор, управляемый напряжением (ГУН или Voltage Controlled Oscillator – VCO) или током. Колебание ГУН всегда присутствует на выходе

кольца ФАП – вне зависимости от того, в синхронизме кольцо или нет, и даже при исчезновении опорного колебания. Как правило, импульсно-фазовый детектор (ИФД) или частотно-фазовый детектор (ЧФД или Phase Frequency Detector) в этом случае на своём выходе формирует низкое управляющее напряжение, и частота ГУН находится в самой нижней части его диапазона перестройки. Разумеется, частота ГУН не будет когерентна опорному колебанию, что неприемлемо. Поэтому микросхемы практически каждого цифрового синтезатора имеют режим «контроль синхронизма» (Lock Detect), позволяющий инди-

цировать наличие или отсутствие синхронизма в кольце [1–5]. На выходе пассивных ЦСЧ колебание пропадает при исчезновении входного колебания, что позволяет однозначно судить о работоспособности устройства.

Всё «дерево реализаций» синтезаторных систем ФАП можно свести к обобщённой структурной схеме, показанной на рис. 1. Сумматор частот между перестраиваемым генератором (ПГ) и конечным автоматом (КА) может отсутствовать; если в качестве КА используют делитель с переменным (целочисленным) коэффициентом деления (ДПКД, или Programmable divider, Integer-N divider), отсутствует и компенсатор помех (КП) дробности. Возможные типы активных синтезаторов частот на основе колец ИФАП приведены на рис. 2.

Тракт приведения частоты ГУН к частоте сравнения – ДПКД или дробно-переменный ДПКД (ДДПКД, или Fractional-N divider) – не что иное, как разновидность КА (цифрового). Напомним, что конечный автомат КА является цифровым устройством, обладающим конечной памятью (конечным числом устойчивых состояний) и изменяющим свои состояния в дискретные моменты времени. Иногда в КА используют составной делитель: вначале делят частоту ПГ с помощью СВЧ-делителя с постоянным, но небольшим коэффициентом деления  $D$ , а потом подключают ДПКД (ДДПКД). Такое построение КА вынужденное, оно вызвано конечным быстродействием элементной базы. Современные СВЧ-делители имеют

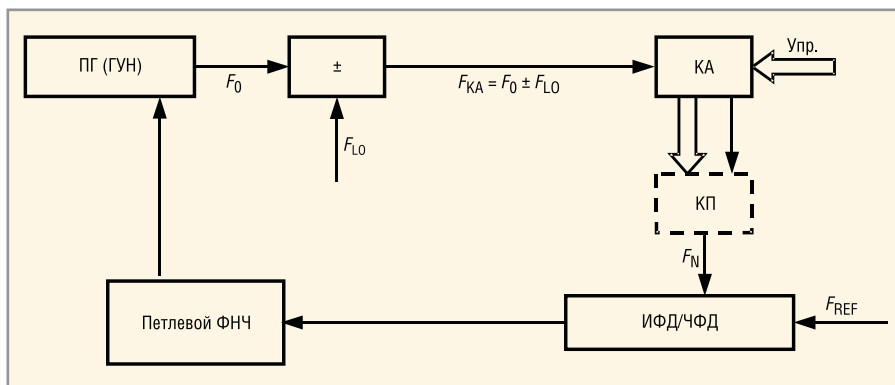


Рис. 1. Синтезаторное кольцо импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП)

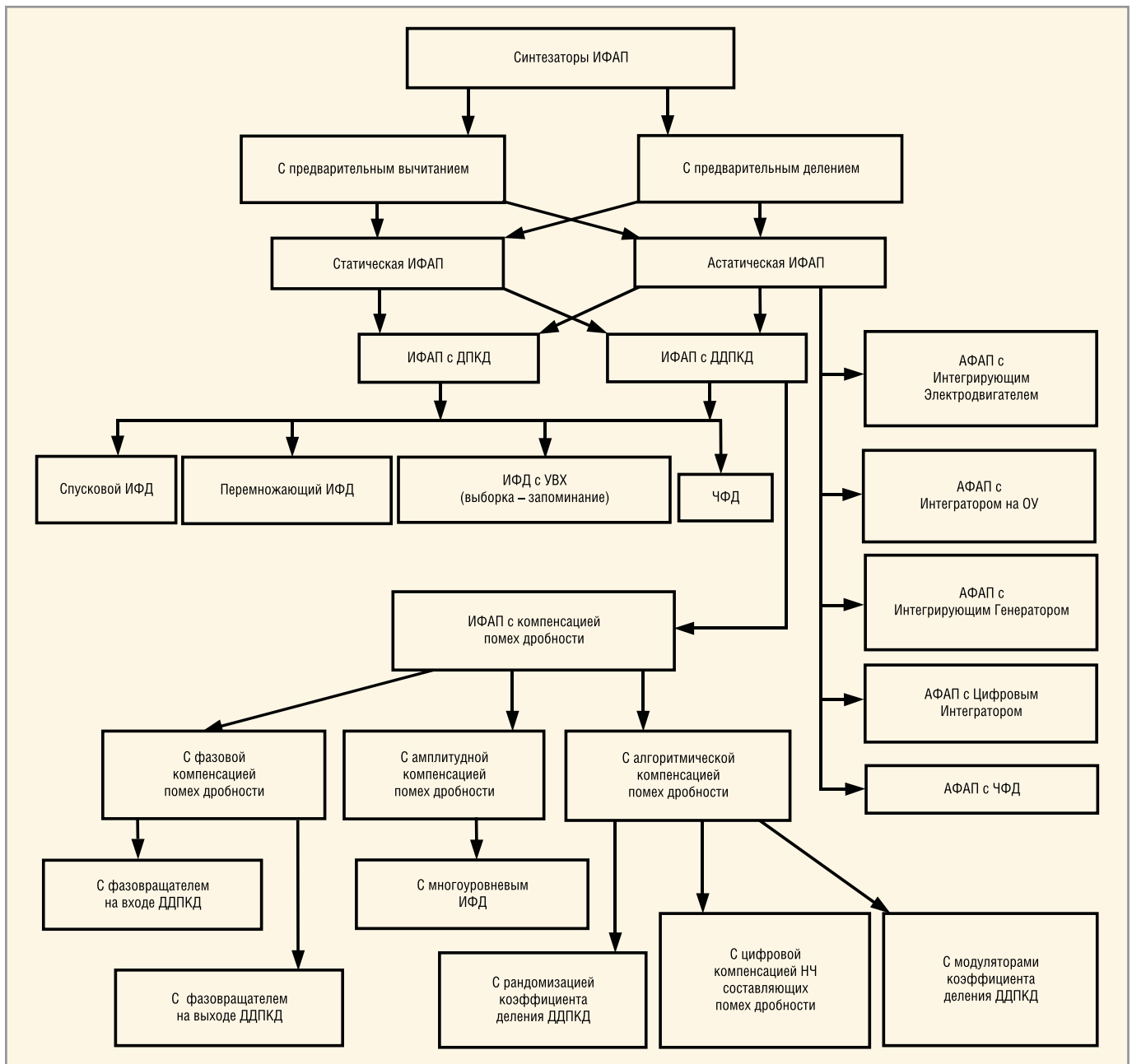


Рис. 2. Классификация систем активного цифрового синтеза частот на основе колец ИФАП

коэффициент деления  $D = 2...32$  и максимальную входную частоту до 23 ГГц ([www.hittite.com](http://www.hittite.com)). При такой реализации КА для обеспечения заданного шага сетки приходится понижать частоту сравнения в кольце в  $D$  раз.

Компенсатор помех может понадобиться, например, для амплитудной, фазовой или алгоритмической компенсации помех дробности. Амплитудную компенсацию помех дробности применяют чаще всего вследствие её относительной простоты. Фазовую или временную компенсацию помех дробности применяют реже; её можно реализовать с помощью управляемого устройства задержки (УУЗ), включенного между выходом ДДПКД и входом ЧФД. В качестве УУЗ

можно использовать, например, микросхемы Digitally Programmable Delay Generator AD9500 или AD9501, а также микросхему Pulse Width Modulator AD9561 ([www.analog.com](http://www.analog.com)).

Алгоритмическую компенсацию помех дробности можно реализовать двояко. Можно, например, использовать специальный алгоритм управления дробностью, при котором дробность образуют не минимальным набором коэффициентов деления ДДПКД  $N$  и  $N + 1$ , а расширенным набором коэффициентов  $N - 2, N - 1, N, N + 1, N + 2$  и т.д. В этом случае можно так подобрать чередование  $N$ , что самые низкочастотные помехи дробности будут подавлены, причём чисто цифровым способом. Подавление

(компенсация) НЧ-помех позволяет расширить полосу пропускания кольца ИФАП, что благотворно влияет на уровень фазовых шумов в ближней зоне. Однако такой способ компенсации применим лишь при небольшом значении дробных разрядов  $N$  – автору известны варианты с модулем (основанием) дробности  $M = 10, 16, 20$ .

При втором подходе поступают иначе – вводят рандомизацию импульсного потока на выходе ДДПКД. Для этого коды управления коэффициентом деления  $N$  меняют по псевдослучайному закону с помощью ПСП – псевдослучайной последовательности с нулевым средним. Период временной неравномерности резко возрастает, или, что то же самое, резко уменьшается

минимальная частота помех дробности. При одной и той же подводимой мощности амплитуда помех дробности уменьшается вследствие увеличения числа спектральных компонент. Правда, спектральная линия при этом «уширяется», что не всегда приемлемо.

Кроме того, в последнее время в микросхемах PLL синтезаторов частоты с дробным коэффициентом деления широко используют метод сигма-дельта-модуляции с  $\Delta\Sigma$ -модуляторами от первого до четвертого порядка (от одного до четырёх накапливающих сумматоров, включенных последовательно). Такое решение позволяет «сдвинуть» спектр помех дробности вверх по частоте и уменьшить их влияние на спектральные характеристики кольца. Платой является удвоение периода неравномерности на выходе ДДПКД и, соответственно, уменьшение значения минимальной фильтруемой частоты до  $F_S/2$ .

Сумматор частот на входе КА тракта приведения служит для понижения частоты ПГ до значений, при которых начинают работать делители микросхемы синтезатора. Следует помнить, что вводимое в кольцо колебание «подставки»  $F_{LO}$  должно быть когерентно опорному, в противном случае будет иметь место свёртка спектра. Эффект свёртки спектра заключается в том, что на выходе ИФД (ЧФД) образуется спектр вида  $F_{DET} = r \times F_{REF} \pm n \times (F_0 \pm F_{LO})/N$ , где  $r = \pm 1, \pm 2, \dots$ ;  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ , причём порядок комбинационных составляющих ( $r + n$ ) может достигать нескольких сотен и даже тысяч! Когда частоты  $F_0$  и  $F_{LO}$  являются гармониками  $F_{REF}$  (когерентны), ничего страшного не происходит. Но как только частота  $F_{LO}$  станет некратной  $F_{REF}$ , на выходе ИФД (ЧФД) выделится разностная частота и её гармоники. Эти частоты обязательно попадут внутрь полосы прозрачности петлевого ФНЧ, что приведёт к паразитной угловой модуляции ПГ. А поскольку эффект свёртки спектра – результат сугубо нелинейного (параметрического) процесса, никакие методы линейной фильтрации не помогут. Поэтому необходимо обращать внимание на качество (когерентность) любого внешнего колебания, вводимого в синтезаторное кольцо ИФАП.

Астатизм по фазе в кольце ФАП можно обеспечить с помощью интегрирующего звена, подключенного параллельно цепи управления ПГ. По способу реализации интегратора

различают системы астатической ФАП (АФАП) с интегрирующим электродвигателем, с интегратором на операционном усилителе, с интегрирующим ПГ, с цифровым интегратором на реверсивном счётчике или накапливающим сумматоре и цифровом аналоговом преобразователе, а также систему АФАП с частотно-фазовым детектором [3].

### ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Прежде чем продолжить разговор, следует сделать три важных замечания.

*Во-первых*, любая современная синтезаторная система ФАП является импульсной – ИФАП. Поэтому при анализе и расчёте её работы нужно помнить, что фильтрующие свойства любой импульсной системы автоматического регулирования (САР) заканчиваются на половинной частоте дискретизации, а применительно к ИФАП – на половинной частоте сравнения  $F_{ОП} = F_{REF}$ . Особенно это обстоятельство надо учитывать при расчёте петлевого фильтра кольца.

*Во-вторых*, при анализе фильтрующих свойств петли ИФАП её считают линейной САР, несмотря на то что характеристики отдельных звеньев могут иметь ярко выраженную нелинейность. Такой подход объясняется тем обстоятельством, что в статическом режиме система ИФАП находится в точке устойчивого равновесия – синтезирует требуемую частоту с заданным качеством. Качество синтезируемого колебания, как правило, высокое – уровень фазовых шумов, например, должен быть ниже уровня несущей на 60...160 дБ (–(60...160) дБн) в зависимости от отстройки от несущей, уровень дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) не превышать минус 60...80 дБн и т.д. Обеспечение указанных величин подразумевает малую величину помех, воздействующих на элементы синтезаторного кольца ИФАП. Поэтому в малых окрестностях точки устойчивого равновесия нелинейные коэффициенты передачи отдельных звеньев можно заменить касательными в точке, т.е. линеаризовать систему. Ошибка линеаризации будет тем меньше, чем жёстче требования к параметрам системы и лучше полученные результаты [1, 5].

Наконец, *в-третьих*, при анализе фильтрующих свойств петли ИФАП её можно считать непрерывной САР. Та-

кое допущение кажется нелогичным, но оно оправдано. Действительно, синтезаторное кольцо ИФАП является достаточно инерционной САР – переходный процесс с точностью до небольшой фазовой ошибки может завершаться через 100 – 500 периодов частоты сравнения, в зависимости от полосы прозрачности кольца и его амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) характеристик. К тому же для обеспечения малого уровня дискретных ПСС часто «обужают» кольцо и «утяжеляют» петлевой фильтр – вводят дополнительные звенья, что также увеличивает инерционность кольца. Поэтому в подавляющем большинстве случаев постоянная времени петлевого фильтра много больше периода дискретизации в кольце – периода сравнения  $F_{ОП}$  и «импульсностью» системы при анализе её фильтрующих свойств пренебрегают.

Непрерывность и линейность модели синтезаторной системы ИФАП позволяет использовать хорошо освоенный в инженерной практике частотный метод анализа САР, а именно асимптотические логарифмические амплитудно-частотные (ЛАЧХ или ЛАХ) и фазо-частотные (ЛФЧХ или ФЧХ) характеристики [1–4, 7]. Заметим, что в явном или неявном виде практически все ведущие фирмы – производители микросхем PLL – используют частотный метод анализа фильтрующих свойств кольца на своих интерактивных страничках.

Так, фирма National Semiconductor ([www.national.com](http://www.national.com)) и фирма Analog Devices ([www.analog.com](http://www.analog.com)) имеют на своих сайтах странички, на которых представлены интерактивные программы расчёта синтезаторного кольца ИФАП, собранного с использованием микросхем серии LMXXXX или ADFXXXX. При наличии некоторого начального опыта и оценочной платы (evaluation board) можно получить параметры элементов петлевого фильтра кольца для конкретных значений параметров кольца. Однако, при изменении исходных данных кольца (диапазон выходных частот, шаг сетки синтезируемых частот, крутизна управляющей характеристики перестраиваемого генератора ГУН и т.д.) расчёт придётся повторить ещё не один раз. Иными словами, незнание теории работы систем ИФАП и соответствующей методики расчёта не позволяет разработчику РЭА уверенно проекти-

ровать узлы генераторного оборудования, устойчиво работающие в диапазоне эксплуатационных воздействий.

К тому же велика исходная неопределённость, поскольку часть исходных параметров для расчёта необходимо задавать волевым способом – это и выбор выходного тока ЧФД, и число звеньев петлевого фильтра, и полоса пропускания петли ИФАП. Поэтому гораздо лучше уметь самому определять параметры кольца ИФАП и представлять изменения выходных характеристик синтезатора, прежде всего спектральных, при изменении каких-либо его параметров.

### ОСНОВЫ ТЕОРИИ ФАП

Для синтеза сетки частот в подавляющем большинстве случаев используют кольца ИФАП (Phase Locked Loop – PLL). Поскольку полезным продуктом любой системы синтеза частот (ССЧ) является его выходное колебание, постольку к основным техническим характеристикам ССЧ относят показатели качества этого колебания. И анализ системы ИФАП как системы синтеза частот проводят в первую очередь с указанных позиций [1–5].

Система ФАП, как следует из её названия, является системой автоматического регулирования, частоту настройки которой определяет частота опорного сигнала, а сигналом рассогласования является разность фаз опорного сигнала и сигнала обратной связи. У синтезаторной системы ИФАП, кроме того, выходная частота является функцией параметра системы – коэффициента деления (приведения) частоты  $N$ . В связи с тем что настройку осуществляют по разности фаз, система астатична по отношению к частоте: в установившемся режиме частота настройки ГУН статистически, т.е. с нулевым средним на интервале наблюдения точно равна (или целократна) частоте опорного сигнала (частоте сравнения) – как говорят, опорное и синтезируемое колебание когерентны.

Система ИФАП с ЧФД (и любым дополнительным интегратором) может быть (квази)астатической и по фазе. Наряду с основным свойством автоподстройки, система ФАП обладает свойством фильтрации и ведёт себя, независимо от функционального назначения, как следящий полосовой фильтр высокого порядка. Порядок следящего фильтра определяют параметры петлевого ФНЧ.

Различают два основных режима работы петли ФАП.

*Первый режим* – динамический. Он возникает во время переходных процессов, например, при перестройке с частоты на частоту, в момент включения или выключения питания, во время принудительной модуляции и т.д. Исторически анализу процессов в этом режиме уделялось значительное внимание, поскольку при перестройке и вхождении в синхронизм управляющие (возмущающие) воздействия велики и в системе в полный рост проявляется как «импульсность, дискретность», так и нелинейность элементов кольца. Нелинейность коэффициентов передачи отдельных звеньев существенно влияет как на время переходных процессов, так и на параметр кольца, называемый коэффициентом захвата  $Y_3 = \Delta\omega_3/\Delta\omega_y$ , где  $\Delta\omega_3$  – полоса частот, в интервале которых система входит в синхронизм при любых начальных условиях, и прежде всего, при любых начальных расстройках частоты ПГ относительно частоты опорного колебания;  $\Delta\omega_y$  – полоса частот удержания (захвата или синхронизма), т.е. тот диапазон частот перестройки ПГ, при котором система сохраняет режим синхронизма при любых дестабилизирующих воздействиях. Отметим, что  $Y_3 \leq 1$  (рис. 3) и её график принципиально обладает гистерезисом. В практической плоскости проблема потеряла остроту после появления частотно-фазовых детекторов (ЧФД), использование которых обеспечивает  $Y_3 = 1$ .

*Второй режим* работы петли – статический. Это основной режим работы. Переходные процессы в системе завершены, и петля ФАП находится в стационарном режиме в точке устойчивого равновесия. Анализ процессов, происходящих в петле ФАП в статическом режиме в условиях воздействия малых помех, называют анализом устойчивости кольца «в малом», в отличие от анализа устойчивости «в большом», при анализе динамических параметров системы. Именно для анализа системы «в малом», для анализа фильтрующих свойств системы и её расчёта подходит разновидность частотного метода на основе построения асимптотических ЛАХ и ФЧХ.

В обобщённом виде любая система ФАП, независимо от её назначения, содержит измерительное устройство с вычитателем на входе – фазовый де-

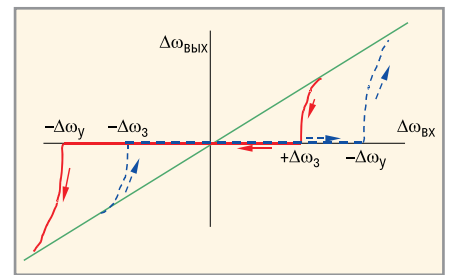


Рис. 3. Зависимость изменения остаточной расстройки в кольце ФАП от начальной расстройки частоты ПГ и опорной

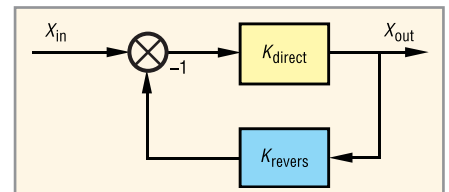


Рис. 4. Обобщенная структурная схема системы автоматического регулирования с отрицательной обратной связью

тектор или дискриминатор (ФД) – и объект регулирования – ПГ. Как правило, это ГУН, выход которого подключен к вычитателю. Хотя вместо ГУН может использоваться ГУТ – генератор, управляемый током, например, в ЖИГ-генераторах (СВЧ ПГ на железо-иттриевом гранате). Вычитатель сравнивает фазы входной опорной частоты  $F_{ОП} = F_{REF}$  и приведенной частоты (с выхода ГУН)  $F_N$ . В результате вычитания в ФД на вход петлевого фильтра попадает только напряжение ошибки между фазой опорного колебания и фазой приведенного колебания ГУН. Обратная связь для полезного продукта – частоты – отсутствует. Обобщенная структурная схема однопетлевой САР с отрицательной обратной связью приведена на рис. 4 [6].

Передаточная функция системы

$$K(s) = \frac{x_{out}}{x_{in}} = \frac{K_{direct}(s)}{[1 + K_{direct}(s) \times K_{revers}(s)]} = \frac{K_{direct}(s)}{1 + G(s)}, \quad (1)$$

где  $x_{out}$  и  $x_{in}$  – выходная и входная величины,  $K_{direct}(s)$  и  $K_{revers}(s)$  передаточные функции цепей прямой передачи (от входа возмущающего воздействия к выходу системы ФАП) и отрицательной обратной связи (от выхода ГУН ко входу опорного сигнала), а  $G(s)$  – коэффициент передачи разомкнутой системы ФАП;  $s$  (или  $p$ ) – оператор Лапласа ( $s = a + j \times \omega$ ), а знак плюс в знаменателе означает, что обратная связь



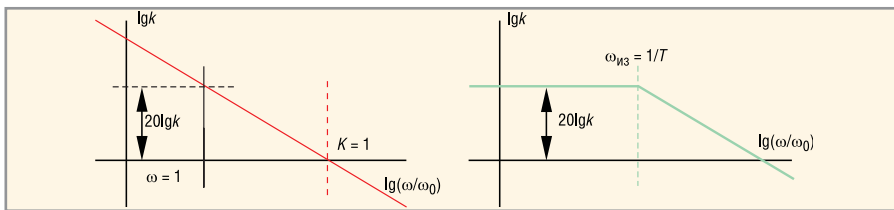


Рис.5 ЛАХ интегрирующего звена (слева) и активного RC интегрирующего фильтра (справа)

отрицательная. Здесь  $j$  – комплексное число, характеризующее единичный вектор, а  $\omega$  – угловая частота.

Чтобы система ФАП была устойчивой, необходимо, чтобы в знаменателе выражения (1) (в уравнении  $1 + G(s) = 0$ ) не было корней с положительными  $\alpha$ , т.е. расположенных в правой полуплоскости комплексной частоты  $s$ . В теории САР доказано, что система ФАП будет устойчивой, если в области частот  $\omega$ , где аргумент  $G(j\omega)$  по абсолютному значению превышает  $\omega$ , модуль  $G(j\omega)$  будет меньше единицы [6].

Отметим ещё раз, что несмотря на то, что выходной величиной в системе ФАП является частота, в ФД сравниваются не частоты, а фазы напряжений на его входах.

**Частотные характеристики**

Для оценки установившихся режимов удобно рассматривать поведение систем и их элементов при воздействиях, являющихся периодическими функциями времени [4, 5]. Гармонические воздействия выбирают вследствие нескольких обстоятельств. Во-первых, большинство реально встречающихся воздействий может быть представлено в виде суммы гармоник различных частот. Во-вторых, в установившихся режимах гармонические сигналы передаются линейными элементами и системами без искажений. В-третьих, не возникает затруднений в экспериментальном исследовании поведения линейных элементов и систем при гармонических воздействиях.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики показывают, как линейный элемент или система изменяют амплитуду и фазу входящего гармонического сигнала. Частотные характеристики линейного элемента или линейной системы зависят только от их свойств, но не зависят от амплитуды или фазы входных гармонических воздействий. Частотные характеристики элемента или системы связаны с их передаточными функциями (коэффициентами передачи). Подставив в передаточную функцию

$K(s)$  вместо  $s$  мнимую частоту  $j\omega$ , получим частотную передаточную функцию  $K(j\omega)$ . Последняя может быть представлена в алгебраическом виде:

$$K(\omega) = U(\omega) + jV(\omega),$$

где  $U(\omega) = \text{Re}[K(j\omega)]$ ;  $V(\omega) = \text{Im}[K(j\omega)]$ .

Можно записать:

$$K(\omega) = [U^2(\omega) + V^2(\omega)]^{0.5};$$

$$\Psi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)} ;$$

$$U(\omega) = K(\omega) \times \cos[\Psi(\omega)];$$

$$V(\omega) = K(\omega) \times \sin[\Psi(\omega)].$$

Сделаем ещё одно важное замечание. Передаточную функцию, не имеющую нулей или полюсов в правой полуплоскости  $s$ , называют функцией минимальной фазы, а систему, имеющую такую передаточную функцию, – системой минимально-фазового типа. Такое название обязано тому примечательному факту, что среди устойчивых систем с заданной АЧХ минимально-фазовая система имеет наименее возможное изменение фазового сдвига (наименьший набег фазы) при изменении частоты  $\omega$  от нуля до бесконечности. К тому же в системах минимально-фазового типа АЧХ и ФЧХ имеют взаимно однозначную зависимость. Это означает, что если известна одна из указанных характеристик, то другая может быть однозначно определена расчётным путём.

При построении логарифмических АЧХ (ЛАЧХ или ЛАХ) по оси абсцисс откладывают безразмерную частоту в логарифмическом масштабе. Это означает, что частота нормирована к какому-то своему значению, например, к частоте 1 Гц, к частоте среза кольца  $\omega_{cp}$  и т.д. Нуль оси абсцисс лежит слева в бесконечности, поскольку  $\lg \omega = -\infty$ . Поэтому ось ординат может пересекать ось абсцисс в любой удобной точке. По оси ординат ЛАХ откладывают при равномерном масштабе логарифмическую амплитуду  $L = 20\lg K$ , т.е. нормированный, например, к единице коэффи-

циент передачи, выраженный в децибелах. Нуль логарифмической амплитуды соответствует единичному усилению ( $K = 1$ ). У логарифмической ФЧХ такая же ось абсцисс «безразмерных» частот, а по оси ординат откладывают фазу в градусах или радианах. Во многих случаях ЛАХ можно изобразить отрезками прямых (асимптотами); для построения асимптотических ЛАХ нужны весьма простые вычисления [3, 5, 6].

Например, в случае интегратора,  $K = k/\omega, L = 20\lg k - 20\lg \omega$ . При  $\omega = 1$  имеем  $L = 20\lg k$ , и на протяжении одной декады (при увеличении  $\omega$  в 10 раз)  $L$  уменьшается на 20 дБ (соответственно, на протяжении одной октавы  $L$  уменьшается на 6 дБ). ЛАХ представляет собой бесконечную прямую, проходящую через точку с координатами  $[1; 20\lg k]$ .

Для звена активного интегрирующего фильтра

$$K = \frac{k}{(1 + \omega^2 \times T^2)^{0.5}} .$$

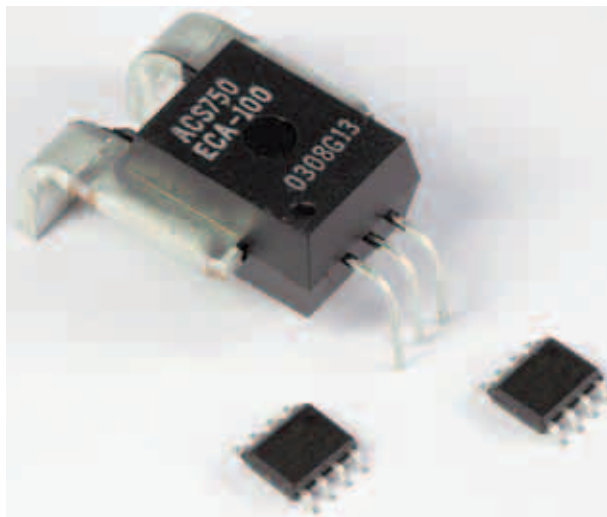
В этом случае  $L = 20\lg k - 10\lg(1 + \omega^2 T^2)$ . В области низких частот  $\omega^2 T^2 \ll 1$  имеем  $L \approx 20\lg k$ . Это низкочастотная асимптота – полубесконечная прямая, параллельная оси абсцисс. В области высоких частот  $\omega^2 T^2 \gg 1$  имеем  $L \approx 20\lg k - 20\lg \omega T$ . Это высокочастотная асимптота – полубесконечная прямая, которая уменьшается со скоростью 20 дБ/дек = 6 дБ/окт. Асимптотическая ЛАХ образуется двумя полубесконечными прямыми, которые сопрягаются на частоте излома  $\omega_{из} = 1/T$  (рис. 5).

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Шати́ро Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981.
2. Манассевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование). М.: Связь, 1979.
3. Гуревич И.Н., Зарецкий М.М., Никитин Ю.А. Анализ и расчёт фильтрации помех астатической системой ФАП. Электросвязь. 1994. № 8. С. 8–10.
4. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991.
5. Зарецкий М.М., Мовшович М.Е. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки. Л.: Энергия, 1974.
6. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. М.: Машиностроение, 1977.
7. Карнов Л.В., Никитин Ю.А. Фильтрация помех в синтезаторных системах фазовой автоподстройки. Электросвязь. 1991, №9. С. 42–45.



# Датчики тока на эффекте Холла



## ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Диапазон измеряемых токов  $\pm 5 \dots \pm 200\text{A}$
- Сверхнизкое сопротивление токовой шины
- Высокая линейность
- Полоса частот до 50 кГц
- Промышленный диапазон температур  $-40 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$
- Напряжение изоляции до 3 кВ

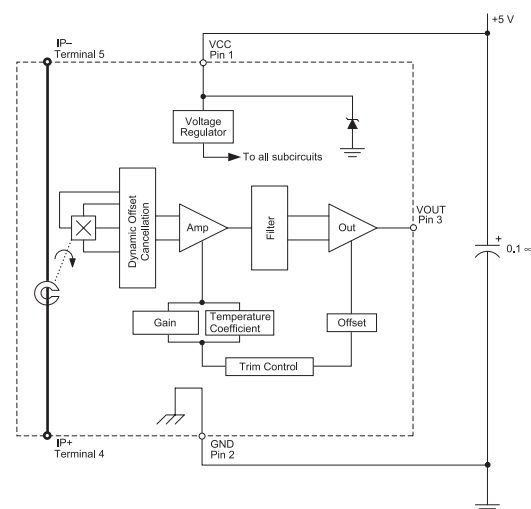
## Области применения

- Источники вторичного электропитания
- Корректоры коэффициента мощности
- Автоэлектроника
- Системы промышленной автоматике
- Бытовая электроника

## Параметры датчиков тока Allegro

Наименование	Диапазон измеряемых токов (А)	Чувствительность (мВ/А)	Полоса рабочих частот (КГц)	Корпус
ACS706-005	$\pm 5$	133	50	
ACS706-015	$\pm 15$	100		
ACS752-050	$\pm 50$	40		
ACS752-100	$\pm 100$	20	35	
ACS754-050	$\pm 50$	40		
ACS754-100	$\pm 100$	20		
ACS754-130	$\pm 130$	14,2		
ACS754-150	$\pm 150$	13,3		
ACS754-200	$\pm 200$	10		

## Конструкция датчиков тока Allegro



Функциональная схема датчиков тока

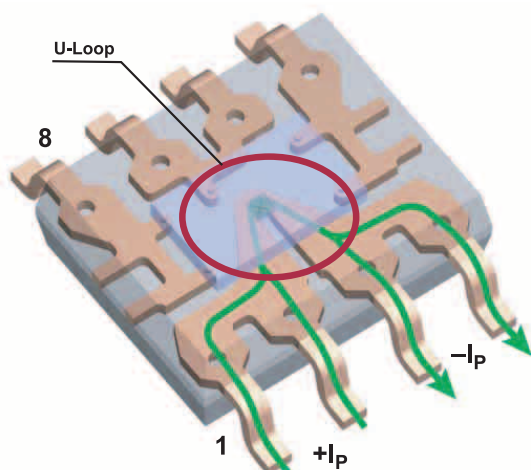
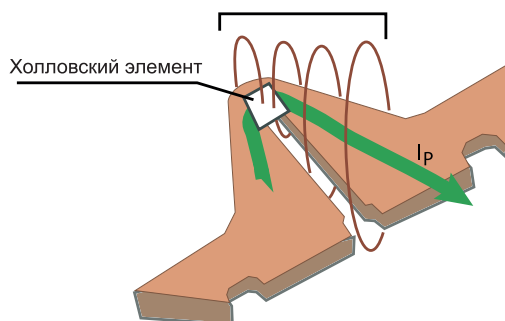


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Протекающий по шине ток, порождает магнитное поле, силовые линии которого ортогональны проводнику. Силовые линии, перпендикулярные плоскости поверхности элемента Холла, вызывают Холловскую ЭДС.

Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704

Реклама