

# ФАЗОВЫЕ ШУМЫ В СВЧ-ГЕНЕРАТОРАХ

## МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ

А. Ченакин, к.т.н. achenakin@phasematrix.com

Уровень фазового шума – важнейший показатель качества СВЧ-автогенераторов. Несмотря на значительное число публикаций, посвященных этому вопросу, задача реализации требований к уровню фазового шума до сих пор остается одной из труднейших при проектировании автогенераторов. Получить хорошие фазошумовые характеристики можно, используя активные приборы с низким уровнем фликерных шумов и высокочастотные резонаторы в сочетании с особыми схемотехническими решениями.

### ВОЗНИКНОВЕНИЕ И МОДЕЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА

Типичный СВЧ-автогенератор с обратной связью (рис.1) состоит из пассивной цепи с резонатором, определяющим частоту автоколебаний, и активного прибора, который компенсирует потери в резонаторе и обеспечивает возбуждение автоколебаний. Колебания возникают из-за воздействия собственных шумов, существующих в компонентах автогенератора. Чтобы обеспечить нарастание амплитуды колебания на выходе активного прибора, его малосигнальное усиление должно быть больше, чем потери в резонаторе. Очевидно, что

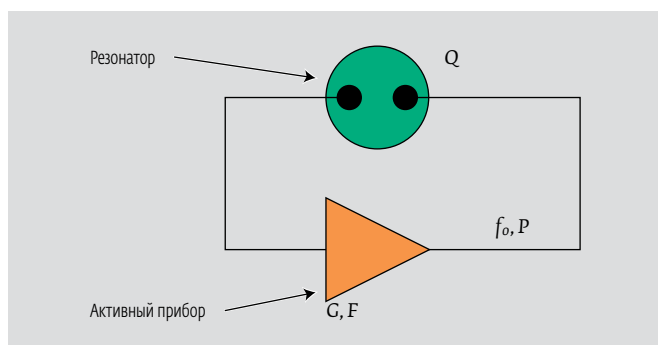


Рис.1. Обобщенная блок-схема автогенератора

для стабилизации выходной мощности на определенном уровне необходим некоторый механизм ограничения – например, уменьшение коэффициента усиления с ростом входного колебания. Обычно это происходит из-за свойств самих активных приборов при переходе их в нелинейный режим. Таким образом, в установившемся режиме усиление активного прибора компенсирует потери в цепи обратной связи с резонатором, что обеспечивает постоянство амплитуды выходного колебания. Частота автоколебаний определяется селективными свойствами резонатора и фазовыми соотношениями в кольце обратной связи автогенератора.

Таким образом, для реализации автогенератора должны быть выполнены два обязательных требования:

- для возбуждения автоколебаний необходимо, чтобы в компонентах автогенератора имелись источники собственных шумов;
- для выхода на установившийся режим требуется нелинейный механизм ограничения колебаний.

К сожалению, эти фундаментальные особенности СВЧ-автогенератора являются причинами возникновения шумов в спектре выходного колебания – либо непосредственными (из-за

высокочастотных шумов активных приборов или флуктуаций резонансной частоты), либо косвенными (из-за преобразования вверх спектра низкочастотных шумов активного прибора на его нелинейности). Поведение спектральной плотности мощности (СПМ) шума автогенератора исследовалось в [3-6] и ее можно оценивать, пользуясь следующей формулой:

$$L_{\phi}(f) = 10 \log \left\{ \frac{GFkT}{2P} \left[ \left( \frac{f_0}{2Q} \right)^2 \frac{f_{\alpha}}{f^3} + \left( \frac{f_0}{2Q} \right)^2 \frac{1}{f^2} + \frac{f_{\alpha}}{f} + 1 \right] \right\}, \quad (1)$$

где  $L_{\phi}(f)$  – СПМ шума автогенератора при отстройке  $f$  от центральной частоты автоколебаний  $f_0$ , нормированная к мощности самого колебания (несущей) и выраженная в децибелах;  $G$  – коэффициент усиления активного прибора;  $F$  – коэффициент шума активного прибора;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $P$  – мощность, подводимая к резонатору (номинальная);  $Q$  – добротность нагруженного резонатора;  $f_{\alpha}$  – верхняя граничная частота области доминирования фликер-шума в спектральной плотности мощности шумов активного прибора (граничная фликерная частота).

Выражение (1) – модификация хорошо известной формулы Лисона для описания поведения фазового шума в окрестности частоты автоколебаний  $f_0$ . Хотя эта формула определяет четыре основные области зависимости СПМ от отстройки  $f$ , в СВЧ-генераторах область с законом вида  $1/f$  обычно отсутствует из-за преобладания шума типа  $1/f^2$ . Поэтому для них "классический" профиль фазового шума имеет вид, показанный на рис.2. Для отстроек, превышающих полуширину

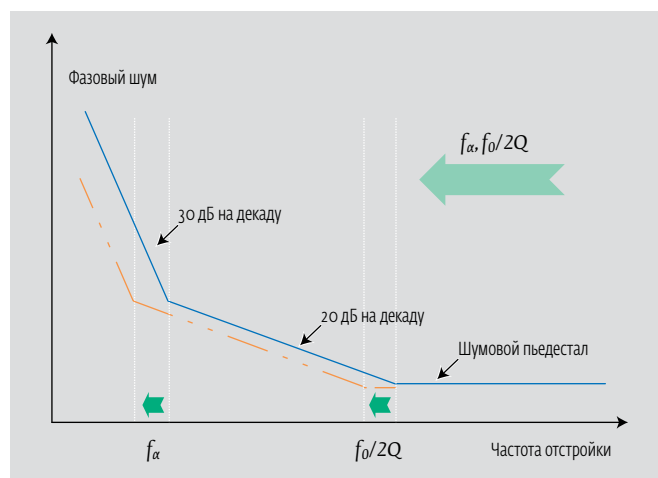


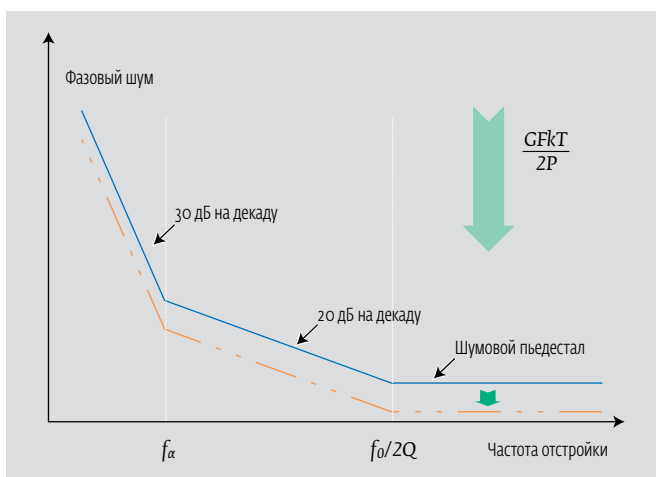
Рис.2. Зависимость СПМ фазового шума от частоты отстройки в СВЧ-автогенераторе

полосы резонатора  $f_0/2Q$ , фазовый шум главным образом определяется номинальной мощностью колебаний и тепловым шумом активного прибора. В этой области зависимость шума от отстройки практически отсутствует, и этот уровень называют "шумовой пьедестал". Для отстроек, лежащих между  $f_0/2Q$  и  $f_{\alpha}$ , СПМ фазового шума с уменьшением частоты  $f$  увеличивается со скоростью 20 дБ на декаду. В области, где  $f < f_{\alpha}$  и преобладает фликер-шум, фазовый шум с уменьшением отстройки увеличивается на 30 дБ за декаду. Таким образом, зависимость СПМ фазового шума от отстройки определяют два важных параметра генератора: полуширина полосы пропускания резонатора  $f_0/2Q$  и граничная фликерная частота  $f_{\alpha}$ , в то время как общий уровень СПМ определяется множителем  $GFkT/2P$ .

График, приведенный на рис.2, дает упрощенное, но, тем не менее, очень полезное представление о поведении фазового шума, а также некоторые интуитивные идеи о способах уменьшения его влияния на спектр выходного колебания. Из него видно, что фазовый шум может быть снижен путем уменьшения граничной фликерной частоты  $f_{\alpha}$  и/или полуширины полосы резонатора  $f_0/2Q$ . Граничная фликерная частота зависит, в основном, от активного прибора и его режима работы, а полуширина полосы определяется частотно-задающим резонатором и схемой связи с ним. Очевидно, что использование активных приборов с низким уровнем фликер-шума (кремниевые биполярные транзисторы) и применение высокодобротных резонаторов – это эффективные и широко используемые способы уменьшения фазовых шумов автогенераторов.

С другой стороны, кривую зависимости фазового шума можно сдвинуть вниз (рис.3) за счет увеличения отношения мощности сигнала к СПМ тепловых шумов. На практике это может быть достигнуто увеличением мощности на входе резонатора и/или уменьшением коэффициента шума активного прибора. В этом случае нужно обеспечить оптимальный коэффициент усиления активного прибора, который определяется (как будет пояснено ниже) его связью с резонатором.

Таким образом, увеличение колебательной мощности, отбираемой от активного прибора, может дать значительный эффект – вся кривая СПМ фазового шума сдвигается вниз на столько же децибелов, на сколько увеличивается мощность. Однако увеличивать мощность нужно очень аккуратно, поскольку с заходом активного прибора в область компрессии усиления



**Рис.3.** Способ уменьшения СПМ фазового шума за счет увеличения отношения мощности сигнала к СПМ тепловых шумов

возрастают его шумы, а это может привести к резкому увеличению фазовых шумов. Для того чтобы шумовые характеристики активного прибора оставались неизменными, желательно использовать его в малосигнальном "линейном" режиме. Это может вызвать недоумение: чтобы получить установившиеся колебания, необходим ограничительный механизм, в котором что-то должно быть нелинейным. Однако это "что-то" не обязательно означает сам активный прибор. Функция ограничения колебаний может быть эффективно распределена между компонентами автогенератора или даже перенесена на менее критичные (с точки зрения влияния на шумовые характеристики) компоненты. Главная идея здесь состоит в том, чтобы уменьшить влияние нелинейностей автогенератора на процесс генерации фазового шума, что может быть достигнуто различными методами линеаризации и подавления шумов.

Обобщая изложенное, приведем следующие ключевые принципы проектирования малошумящих СВЧ-автогенераторов:

- уменьшение полуширины полосы кольца обратной связи автогенератора за счет использования высокодобротного резонатора и оптимизации цепей связи;
- уменьшение граничной фликерной частоты за счет правильного выбора активного прибора и режима его работы;
- увеличение отношения сигнал-тепловой шум в автогенераторе за счет выбора активного прибора с низким коэффициентом шума и обеспечения высокой мощности колебания на входе резонатора;

- предотвращение увеличения шума активного прибора путем оптимизации механизма ограничения колебаний и линеаризации его характеристик.

## ЧАСТОТНО-ЗАДАЮЩИЕ РЕЗОНАТОРЫ

Частотно-задающий резонатор оказывает значительное влияние на фазовые шумы и перестроочные характеристики автогенератора. В современных СВЧ-автогенераторах применяют резонаторы, изготовленные по различным технологиям с электромагнитными, электроакустическими и электрооптическими колебательными системами.

### Электромагнитные резонаторы с фиксированной частотой

Типичным примером высокодобротного электромагнитного резонатора является заполненная воздухом металлическая полость, которая ограничивает электромагнитную энергию внутри экранированного объема [7]. Полость обычно представляет собой цилиндр из температурно-стабильного материала (например, инвара), внутренние стенки которого покрыты слоем металла с высокой проводимостью и тщательно отполированы для уменьшения поверхностного сопротивления. Так как диэлектрические потери и потери на излучение при этом отсутствуют, достижимая добротность, в основном, ограничена потерями в металлических стенках и может быть очень высокой (10 000–70 000). Несмотря на высокую достижимую добротность и большую допустимую мощность, размеры таких резонаторов ограничивают их применение в устройствах генерирования сигналов.

Значительно меньшие габариты имеют диэлектрические резонаторы. Диапазон их практического применения – от 1 до 40 ГГц, а их добротность, как правило, линейно уменьшается с ростом частоты. Среднее значение добротности для большинства используемых материалов – 10 000 на частоте 4 ГГц [8–10].

Для частот от сотен мегагерц до нескольких гигагерц разработаны недорогие автогенераторы с керамическими резонаторами. Такой резонатор представляет собой посеребренную полосу температурно-стабильной керамики, закороченную с одной стороны. Достижимая добротность таких резонаторов сравнима с добротностью дисковых диэлектрических резонаторов. Низкая стоимость и простота реализации сделали их весьма конкурентоспособными при разработках недорогих модулей с рабочими частотами до 8 ГГц, уже доступных на рынке [11].

Значительно более высокие добротности имеют сапфировые резонаторы. Такой резонатор представляет собой цилиндр из цельного кристалла сапфира  $Al_2O_3$ . Этот материал характеризуется исключительно низкими диэлектрическими потерями в диапазоне СВЧ. Типичная добротность сапфирового резонатора, работающего на основной моде  $TE_{016}$ , составляет 40 000–50 000. Чтобы удержать электромагнитную энергию внутри резонатора и следовательно уменьшить влияние внешних элементов, используются моды типа "шепчущая галерея". Сообщалось о достижении добротности, превышающей 200 000 при комнатной температуре [12–16].

### Резонаторы с электромагнитной перестройкой

Главный недостаток резонаторов, описанных выше – их ограниченный диапазон перестройки. Любая перестройка резонатора, даже для фазовой синхронизации автогенератора, отрицательно влияет на его добротность и может стать серьезной проблемой. Резонаторы из железо-иттриевого граната (ЖИГ-резонаторы) используются, когда требуются одновременно и высокая добротность, и широкий диапазон перестройки. ЖИГ-резонатор представляет собой небольшую сферу, расположенную между полюсами электромагнита и соединенную с элементами автогенератора витком связи. Резонансная частота сферического ЖИГ-резонатора прямо пропорциональна приложенному магнитному полю [17–23]. Поэтому резонансной частотой и следовательно частотой автоколебаний можно управлять, изменяя постоянный ток, протекающий через катушку электромагнита. ЖИГ-резонаторы имеют сравнительно высокую добротность (более чем 4000 на 10 ГГц), которая линейно возрастает с частотой. Диапазон частот возможного практического использования ЖИГ-резонаторов – от 2 до 50 ГГц, т.е. такой же, как у диэлектрических резонаторов. Более низкие рабочие частоты (несколько сотен мегагерц) можно получить с помощью специальных примесей, что, однако, приводит к уменьшению добротности. Верхняя граница ограничена в основном насыщением магнитов и неприемлемо большим для практики энергопотреблением электромагнита.

Меньшие размеры и более низкую стоимость имеют генераторы, управляемые напряжением (ГУН). Их реализуют с использованием либо LC-контуров с сосредоточенными параметрами, либо микрополосковых резонаторов с распределенными параметрами [24, 25]. Управлять частотой можно, используя варикапы, так как их емкости

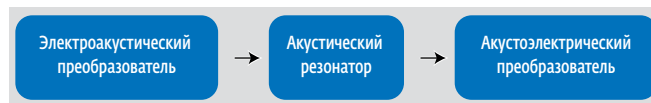


Рис.4. Структурная схема электроакустического резонатора

зависят от приложенного к ним управляющего напряжения. К сожалению, добротности таких резонаторов невысоки: типичные их значения лежат между несколькими десятками и несколькими сотнями, в зависимости от конкретной технологии и диапазона перестройки. Таким образом, собственные фазовые шумы ГУН существенно выше, чем шумы ЖИГ-генератора. Тем не менее, использование ГУН может оказаться предпочтительнее при создании синтезатора частот с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). В этом случае его шум может быть подавлен при использовании малошумящего опорного автогенератора с фиксированной частотой (например, термостатированного кварцевого) в сочетании с очень широкой полосой кольца ФАПЧ. При использовании высококачественного опорного генератора в схеме ФАПЧ с низкими собственными шумами и широкой (до нескольких мегагерц) полосой захвата, время перестройки синтезатора на основе ГУН потенциально может быть порядка нескольких микросекунд – при таком же, как у ЖИГ-генераторов, уровне фазовых шумов. В этом случае не требуется использования дорогих, громоздких и энергоемких ЖИГ-генераторов.

### Электроакустические резонаторы

Типовой электроакустический прибор включает в себя электроакустический и (обратный) акустоэлектрический преобразователи сигналов, а также высокодобротный акустический резонатор (рис.4).

Классический представитель этого класса приборов – кварцевый резонатор, который имеет исключительно высокую добротность и стабильные параметры и широко используется в малошумящих автогенераторах в диапазоне от низких радиочастот до нескольких сотен мегагерц. На более высоких частотах часто используются резонаторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ-резонаторы). Структура ПАВ-резонатора формируется на подложке с малыми акустическими потерями (например, из ниобата лития). Эти резонаторы имеют высокую добротность на высоких и сверхвысоких частотах до 2 ГГц [27, 28]. Еще один представитель этого семейства – толстопленочный акустический резонатор (FBAR). Это трехслойная структура с верхним и нижним электродами из молибдена и средним слоем из нитрида алюминия [29]. Такие резонаторы могут использоваться в диапазоне от нескольких сотен мегагерц до приблизительно 5 ГГц, с типовой добротностью более 500 на 2 ГГц.

### Электрооптические резонаторы

Электрооптические принципы использованы в элегантном оптоэлектронном автогенераторе (ОЭА), который способен генерировать колебания в диапазоне СВЧ [30]. ОЭА является, по сути, автогенератором с переносом частоты усиления. Электрооптическое преобразование в нем происходит с помощью лазерного излучения, которое проходит через модулятор и накопитель оптической энергии (т.е. резонатор) и затем преобразуется в электрическую энергию фотодетектором (рис.5). Электрический сигнал на выходе фотодетектора усиливается, фильтруется и подается обратно на вход модулятора, замыкая кольцо обратной связи автогенератора.

Оптический резонатор обычно реализуется с использованием длинной волоконно-оптической линии задержки. Его добротность пропорциональна отношению времени задержки к потерям в линии. Поскольку волоконно-оптические

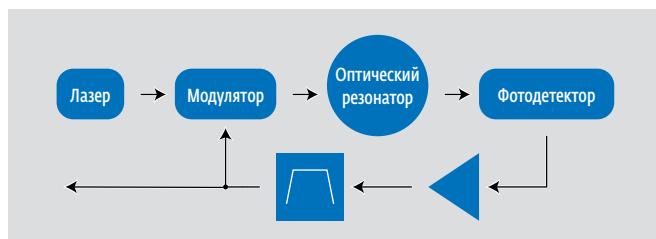


Рис.5. Блок-схема построения оптоэлектронного автогенератора

линии имеют исключительно малые потери (менее чем 1 дБ на км), добротность таких резонаторов высока. Сообщалось, что с использованием линии длиной 2 км была получена нагруженная добротность 10 000 [31]. Использование более длинных линий позволяет получить более высокие добротности. Дальнейшие усовершенствования возможны с помощью применения микросферического оптического резонатора, в котором используется режим многократных отражений внутри сферы из плавленого кварца [32].

### СХЕМЫ СВЯЗИ

Связь с резонатором – это еще один важный предмет анализа. Любой механизм связи уменьшает собственную (ненагруженную) добротность резонатора до значения реальной (нагруженной) добротности, которая используется в расчетах фазовых шумов. Одна из распространенных ошибок проектирования – попытка обеспечить высокую нагруженную добротность за счет использования очень слабой связи с резонатором. Потери резонатора связаны с его ненагруженной и нагруженной добротностями соотношением:

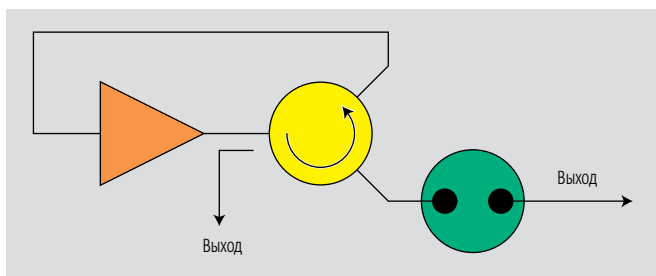
$$L(\text{дБ}) = 10 \log \left( 1 / \left( 1 - \frac{Q_L}{Q_U} \right) \right)^2, \quad (2)$$

где  $Q_U$  и  $Q_L$  – ненагруженная и нагруженная добротности резонатора, соответственно.

Недостаточная связь приводит к увеличению общих потерь в резонаторе и требует большего усиления для их компенсации, а это, в свою очередь, приводит к увеличению теплового шума. Так как эти два фактора работают в противоположных направлениях, понятно, что должен существовать некоторый оптимум, определяемый конкретной топологией автогенератора. Например, для простого автогенератора с обратной связью, показанного ранее, минимум фазового шума достигается, когда нагруженная добротность резонатора равна половине ненагруженной ( $Q_L = Q_U/2$ ), что соответствует потерям в резонаторе 6 дБ [33, 34]. В зависимости от поставленных целей проектирования в других схемах автогенераторов могут потребоваться другие величины оптимальной связи. Например, в более сложной схеме подстраиваемого по частоте автогенератора, описанного в [35], связь, близкая к оптимальной, определяется соотношением  $Q_L = 0,375Q_U$ .

Более того, структура связи не должна обязательно быть симметричной, т.е. вход и выход





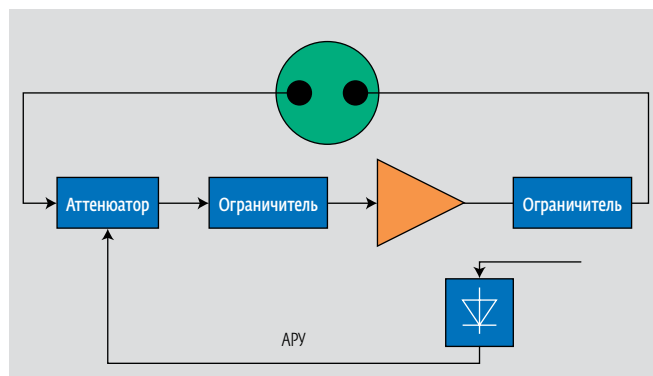
**Рис.6.** Использование одного порта резонатора в автогенераторе с циркулятором

резонатора могут иметь разные коэффициенты связи, в соответствии с требованиями конкретной схемы автогенератора [35, 36]. Например, генератор с циркулятором использует сигнал, отраженный только от одного порта резонатора (рис.6), в то время как второй порт используется для передачи колебания на выход. Выходное колебание можно также снимать с выхода (или входа) усилителя, исключая саму необходимость во втором порте. Циркуляторы не нужны в схемах с отрицательным сопротивлением, в которых используются резонаторы с одним портом и которые обычно применяются в автогенераторах, перестраиваемых в широкой полосе.

### АКТИВНЫЕ ПРИБОРЫ

Несмотря на то, что в автогенераторах могут использоваться различные активные приборы – например, диоды Ганна и лавинно-пролетные диоды, наиболее распространены биполярные и полевые транзисторы [10]. При проектировании транзисторного генератора нужно обращать внимание на коэффициент усиления, максимальную частоту генерации, выходную мощность и шумовые характеристики, которые зависят от конкретного типа транзистора.

Самые распространенные на сегодняшний день транзисторы – это кремниевые (Si), арсенид-галлиевые (GaAs) и кремний-германиевые (SiGe). Кремниевые биполярные транзисторы доминируют в автогенераторах с частотами до 20 ГГц благодаря исключительно низким уровням фликер-шумов. Арсенид-галлиевые полевые транзисторы и транзисторы с высокой подвижностью электронов (HEMT) могут работать в автогенераторах с частотами колебаний, превышающими 100 ГГц. К сожалению, их фликерные граничные частоты значительно выше, чем у кремниевых биполярных транзисторов, что ограничивает их применение при проектировании маломощных генераторов. На практике выйти в диапазон



**Рис.7.** Различные реализации ограничивающих механизмов

миллиметровых волн можно, используя низкочастотный автогенератор на кремниевом биполярном транзисторе с последующим умножителем частоты и полосовым фильтром. Фазовые шумы в такой структуре обычно меньше, чем у автогенераторов на GaAs-транзисторах, работающих непосредственно на частотах миллиметрового диапазона. Другая многообещающая технология, в которой сочетаются хорошие шумовые характеристики с высокими частотами колебаний, базируется на использовании биполярных SiGe-транзисторов.

### СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ШУМА

Линеаризация активного прибора является одним из способов, помогающих предотвратить рост шума. Простейший способ избежать (а точнее, ослабить) влияния механизмов ограничения активных приборов – это использовать иные ограничивающие механизмы, вносящие меньше шумов (рис.7).

Ограничитель колебаний может располагаться до или после активного элемента, устанавливая его выходной сигнал ниже уровня, при

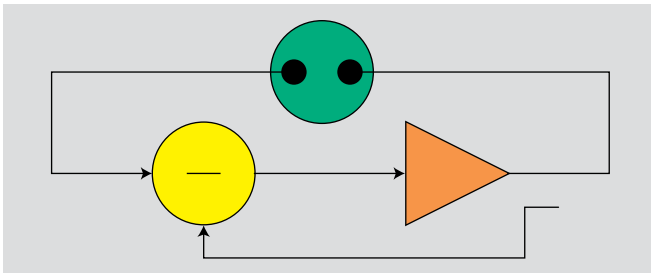


Рис.8. Применение обратной связи по ВЧ-сигналу

котором проявляется ограничивающее действие активного прибора. Например, снижение фазового шума в области малых отстроек на 15 дБ было получено с использованием диодного ограничителя в генераторе с диэлектрическим резонатором, работающим на частоте 10,3 ГГц [37]. Такого же результата можно достигнуть с помощью схемы автоматической регулировки амплитуды, в которой детектируются колебания на выходе активного прибора и с помощью ВЧ-аттенюатора устанавливается общее усиление в кольце обратной связи автогенератора [27].

Высокочастотное колебание с выхода усилителя можно передать на его вход и без детектирования, как упрощенно показано на рис.8. Это есть один из способов использования отрицательной обратной связи, которая может быть реализована в различных формах, от уровня локальной обратной связи в отдельном транзисторном каскаде [38, 39] до более сложных решений [40].

Линеаризовать характеристики активных приборов можно также, применяя схемы усилителей с прямой связью (feedforward) [41]. В таком

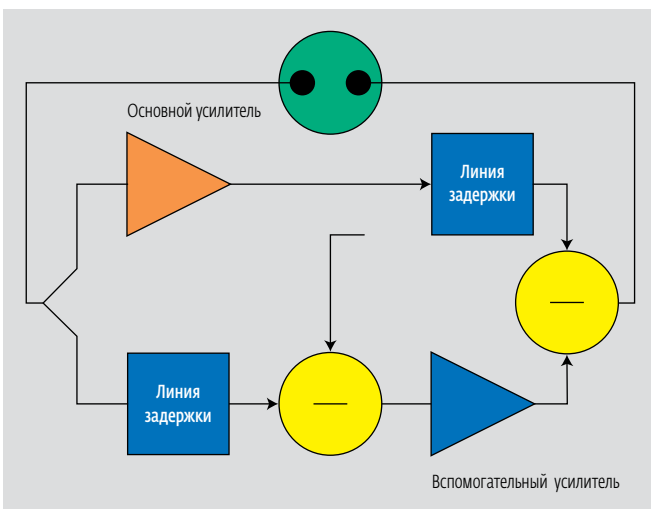


Рис.9. Автогенератор на основе усилителя с прямой связью

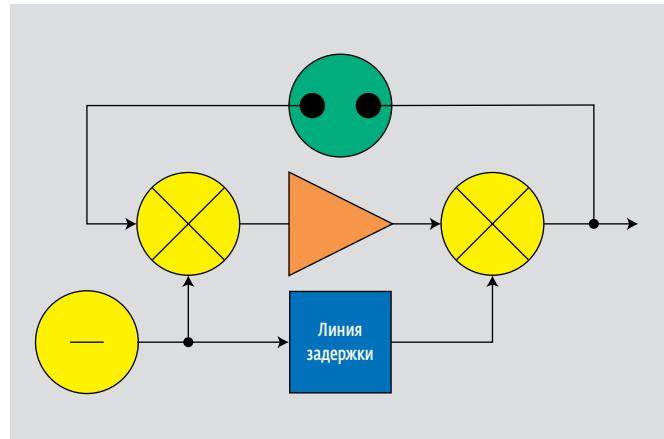
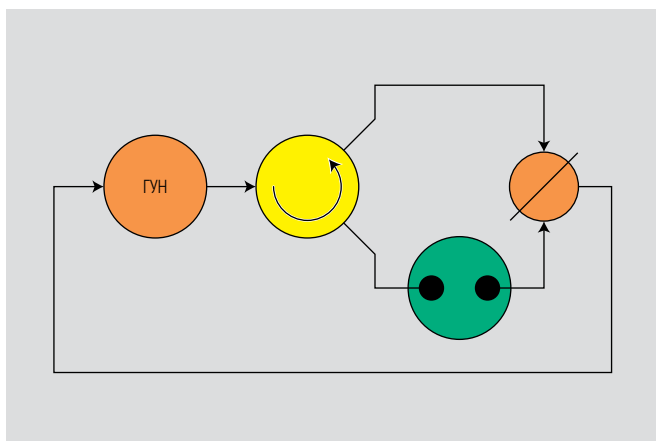


Рис.10. Блок-схема автогенератора с переносом частоты усиления

усилителе (рис.9) используются две цепи компенсации, чтобы получить сигнал ошибки, вызванной нелинейностью основного усилителя, и затем (после усиления во вспомогательном усилителе) вычесть его из выходного сигнала основного усилителя. При надлежащей точности балансировки амплитудных и фазовых характеристик можно убрать нежелательные искажения, которые возникают в основном усилителе. Этот подход широко используется для подавления интермодуляционных искажений, но он также может успешно применяться и для уменьшения шумов [34, 40]. Уровень подавления фазовых шумов в основном ограничивается пределами точности баланса амплитуд и фаз; типичные значения подавления шумов составляют от 15 до 40 дБ. Возможно дальнейшее усовершенствование этого метода путем применения более сложных схем регулировки баланса.

Другой интересный метод (рис.10) основан на использовании схемы с переносом частоты усиления [34, 42]. В этой схеме активный прибор работает на более низкой частоте по сравнению с выходной частотой автогенератора. Таким образом, в этой схеме можно применять кремниевые биполярные транзисторы с низкими уровнями фликер-шумов для генерирования выходных колебаний с частотами, превышающими их максимальные частоты генерации. Шум внешнего гетеродина может быть подавлен (в определенной степени, конечно) подбором запаздывания фазы гетеродинного колебания на входе преобразователя частоты вверх.

Использование эффекта автоподстройки частоты - еще один очень эффективный

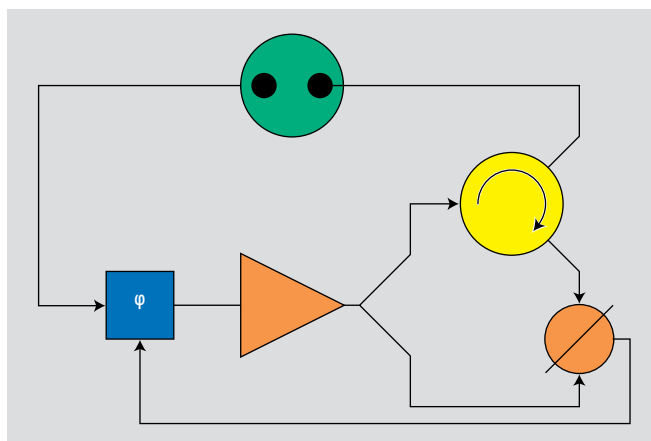


**Рис.11.** Снижение шумов с помощью автоподстройки частоты

подход к построению малозумящих генераторов [43, 46]. В этом методе используется фазовый детектор (обычно в виде балансного смесителя), который сравнивает два колебания: одно непосредственно с выхода ГУН, другое после прохождения через высокодобротный резонатор, используемый в качестве внешнего частотного дискриминатора (рис.11). Чтобы обеспечить максимальную чувствительность фазового детектора, сигналы на его входы подаются в квадратуре. Фазовый детектор выдает напряжение, которое управляет частотой ГУН, уменьшая его фазовые шумы. Снижение уровня шума ограничено чувствительностью дискриминатора, которая, в свою очередь, сильно зависит от добротности резонатора.

Таким образом, фазовый шум ГУН можно уменьшить, используя внешний высокодобротный металлический объемный или сапфировый резонатор. Но в таком автогенераторе могут быть проблемы с полосой захвата из-за начального разброса частот и характеристик высокодобротных резонаторов. Эта проблема может быть изящно решена с помощью одного и того же резонатора и в колебательной системе автогенератора, и в частотном дискриминаторе (рис.12). В таком автогенераторе с диэлектрическим резонатором с нагруженной добротностью 1500 и усилителем на полевом транзисторе был достигнут уровень фазового шума  $-140$  дБн/Гц на частоте 10 ГГц при отстройке от несущей на 100 кГц [46].

Чувствительность дискриминатора и следовательно его шумовые характеристики могут быть улучшены с помощью введения дополнительного малозумящего усилителя (МШУ)



**Рис.12.** Автогенератор с использованием собственного частотно-задающего резонатора в цепи автоподстройки частоты

перед фазовым детектором. При этом мощность сигнала на входе МШУ должна быть достаточно низкой, чтобы минимизировать фликер-шум самого усилителя. На практике это достигается использованием связи с резонатором, близкой к критической [47], или цепью подавления несущего колебания [48, 49]. При использовании моды типа "шепчущая галерея" в сапфировом резонаторе с применением специальной схемы подавления шума в автогенераторе с выходной частотой 9 ГГц при отстройке от несущей 1 кГц был достигнут уровень фазового шума  $-150$  дБн/Гц [49].

Многие из методов уменьшения шумов, рассмотренных выше, в настоящее время реализуются как внешние, отдельные от самого автогенератора, подсистемы. Сочетание и, в конечном итоге, объединение этих решений в интегральном исполнении – перспективное направление проектирования малозумящих автогенераторов СВЧ-диапазона.



## ЛИТЕРАТУРА

1. **I. Bahl and P. Bharti.** Microwave Solid State Circuit Design, Second Edition. – John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ, 2003.
2. **U. Rohde, A. Poddar and G. Bock.** The Design of Modern Micro-wave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization. – John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ, 2005.
3. **D. Leeson.** A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. – IEEE Proceedings, v. 54, № 2, February 1966, p. 329-332.
4. **B. Parzen.** Clarification and a Generalized Restatement of Leeson's Oscillator Noise Model. – 1998 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 348-351.
5. **J. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade and J. Obregon.** Extension of the Leeson Formula to Phase Noise Calculation in Transistor Oscillators with Complex Tanks. – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 51, № 3, March 2003, p. 690-696.
6. **E. Rubiola.** The Leeson Effect: Phase Noise in Feedback Oscillators. – 2006 IEEE International Frequency Control Symposium Tutorial, June 2006.
7. **A. Sen Gupta, D. Howe, C. Nelson, A. Hati, F. Walls and J. Nava.** High Spectral Purity Microwave Oscillator: Design Using Conventional Air-Dielectric Cavity. – IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, v. 51, № 10, October 2004, p. 1225-1231.
8. **D. Kajfez and P. Guillon.** Dielectric Resonators. – Artech House Inc., Norwood, MA, 1986.
9. **A. P. S. Khanna.** Review of Dielectric Resonator Oscillator Technology. – 1987 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 478-486.
10. **A. P. S. Khanna.** Microwave Oscillators: The State of the Technology. – Microwave Journal, v. 49, № 4, April 2006, p. 22-44.
11. CRO8000Z data sheets. – Z-communications Inc., www.zcomm.com.
12. **C. McNeilage, J. Searls, E. Ivanov, P. Stockwell, D. Green and M. Mossammaparast.** A Review of Sapphire Whispering Gallery-mode Oscillators Including Technical Progress and Future Potential of the Technology. – 2004 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 210-218.
13. **M. Tobar, E. Ivanov, P. Blondy, D. Cros and P. Guillon.** High-Q Whispering Gallery Traveling Wave Resonators for Oscillator Frequency Stabilization. – IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectric and Frequency Control, v. 47, № 3, March 2000, p. 421-426.
14. **D. Tsarapkin and N. Shtin.** Whispering Gallery Traveling Interferometer for Low Phase Noise Applications. – 2004 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 762-765.
15. **M. Tobar, D. Cros, P. Blondy and E. Ivanov.** Compact, High-Q, Zero Temperature Coefficient, TE<sub>011</sub> Sapphire-Rutile Microwave Distributed Bragg Reflector Resonators. – IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, v. 48, № 5, May 2001, p. 821-829.
16. **G.J. Dick and J. Saunders.** Measurement and Analysis of a Micro-wave Oscillator Stabilized by a Sapphire Dielectric Ring Resonator for Ultra-low Noise. – IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, v. 37, № 9, September 1990, p. 339-346.
17. **P. Carter.** Magnetically-tunable Microwave Filters Using Single-crystal Yttrium-Iron-Garnet Resonators. – IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 9, № 3, May 1961, p. 252-260.
18. **J. Helszajn.** YIG Resonators and Filters. – John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ, 1985.
19. **T. Heyboer and F. Emery.** YIG-tuned GaAs FET Oscillators. – 1976 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 48-50.
20. **R. Trew.** Design Theory for Broadband YIG-tuned FET Oscillators. – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 27, № 1, January 1979, p. 8-14.
21. **J. Papp.** An 8 to 18 GHz YIG-tuned FET Oscillator. – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 28, № 7, July 1980, p. 762-767.
22. **A. P. S. Khanna and J. Buenrostro.** 2 to 22 GHz Low Phase Noise Silicon Bipolar YIG-tuned Oscillator Using Composite Feedback. – 1992 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, v. III, p. 1297-1299.
23. **D. Zensius, M. Draher and N. Osbrink.** Device and Construction Refinements Yield First 33 to 50 GHz GaAs FET YTO. – Microwave Journal, v. 29, № 6, June 1986, p. 153-159.
24. **A. P. S. Khanna, E. Topacio, E. Gane and D. Elad.** Low Jitter Silicon Bipolar Based VCOs for Applications in High Speed Optical Communication Systems – 2001 IEEE MTT-S International Micro-wave Symposium Digest, v. III, p. 1567-1570.
25. **U. Rohde, K. Schoepf and A. Poddar.** Cost-effective VCOs Replace Power-Hungry YIGs. – Microwaves & RF, April 2006.
26. **A. Chenakin.** Novel Approach Yields Fast, Clean Synthesizers. – Microwaves & RF, October 2008, p. 101-110.
27. **M. Driscoll.** Low-noise Microwave Signal Generation Using Bulk- and Surface-Acoustic-Wave Resonators. –

- IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, v. 35, № 3, May 1988, p. 426-434.
28. **G. Montress, T. Parker, M. Loboda and J. Greer.** Extremely Low Phase Noise SAW Resonators and Oscillators: Design and Performance. - IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, v. 35, № 6, November 1988, p. 657-667.
  29. **A. P. S. Khanna, E. Gane, T. Chong, H. Ko, P. Bradley, R. Ruby and J. Larson.** A Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) L-band Low Noise Oscillator for Digital Communications. - 32-nd European Microwave Conference Proceedings, October 2002.
  30. **S. Yao and L. Maleki.** Opto-Electronic Oscillator and Its Applications. - 1996 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics Digest, p. 265-268.
  31. **M. Kaba, H. W. Li, A. Daryoush, J. P. Vilcot, D. Decoster, J. Chazelas, G. Bouwmans, Y. Quiquempois and F. Deborgies.** Improving Thermal Stability of Optoelectronic Oscillators. - IEEE Microwave Magazine, v. 7, № 4, August 2006, p. 38-47.
  32. **V. Ilchenko.** Optical Microsphere Resonators and Laser Frequency Stabilization. - Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting Proceedings, November 1997, p. 94-95.
  33. **T. Parker.** Current Developments in SAW Oscillator Stability. - 1997 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 359-364.
  34. **J. Everard.** A Review of Low Noise Oscillator Theory and Design. - 1997 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 909-918.
  35. **Z. Galani, M. Bianchini, R. Waterman, R. Dibiase, R. Laton and J. B. Cole.** Analysis and Design of a Single-resonator GaAs FET Oscillator with Noise Degeneration. - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 32, № 12, December 1984, p. 1556-1565.
  36. **D. Tsarapkin.** Phase Noise in Microwave Bridge Oscillators. - 2005 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 534-538.
  37. **A. Darwish, A. Ezzeddine, H. Hung and F. Phelleps.** A New Phase Noise Reduction Technique for MMIC Oscillators. - 1992 IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest, p. 171-174.
  38. **V. Kuleshov and T. Boldyreva.**  $1/f$  AM and PM Noise in Bipolar Transistor Amplifiers: Sources, Ways of Influence, Techniques of Reduction. - 1997 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 446-455.
  39. **U. Rohde and A. Poddar.** Noise Minimization Techniques for RF and MW Signal Sources. - Microwave Journal, v. 50, № 9, September 2007, p. 136-162.
  40. **C. McNeilage, E. Ivanov, P. Stockwell and J. Searls.** Review of Feedback and Feed-forward Noise Reduction Techniques. - 1998 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 146-155.
  41. **H. Black.** U.S. Patent 1686792, October 1929.
  42. **J. Everard and M. Page-Jones.** Ultra-low Noise Microwave Oscillators with Low Residual Flicker Noise. - 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, v. II, p. 693-696.
  43. **F. Walls, C. Felton and T. Martin.** High Spectral Purity X-band Source. - 1990 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 542-548.
  44. **G. Dick.** **Microwave Oscillators for Superior Short Term Stability and Ultra-low Phase Noise.** - **1992 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 349-355.**
  45. **D. Tsarapkin.** Low Phase Noise Sapphire Disk Dielectric Resonator Oscillator with Combined Stabilization. - 1994 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 451-458.
  46. **M. Bianchini, J. Cole, R. DiBiase, Z. Galani, R. Laton and R. Waterman.** A Single-Resonator GaAs FET Oscillator with Noise Degeneration. - 1984 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 270-273.
  47. **D. Santiago and G. Dick.** Microwave Frequency Discriminator with a Cooled Sapphire Resonator for Ultra-Low Phase Noise. - 1992 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, p. 176-182.
  48. **E. Ivanov, M. Tobar and R. Woode.** Microwave Interferometry: Application to Precision Measurements and Noise Reduction Techniques. - IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, v. 45, № 11, November 1998, p. 1526-1536.
  49. **E. Ivanov, M. Tobar and R. Woode.** Applications of Interferometric Signal Processing to Phase-noise Reduction in Microwave Oscillators. - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 46, № 10, October 1998, p. 1537-1545.