

Д. т. н. С. М. СМОЛЬСКИЙ, к. ф.-м. н. С. Д. ВОТОРОПИН,
Н. Н. САВКОВ, А. А. ПЛЕЩЕЕВ, А. А. ТРОФИЛЕЕВ,
П. С. ОСТАПЕНКОВ, А. М. ФЕДОТОВ

Россия, Московский энергетический институт;
г. Томск, НИИ полупроводниковых приборов
E-mail: SmolskiySM@mail.ru, Votoropin@mail.tomsknet.ru

Дата поступления в редакцию
28.10 2004 г.

Оппонент В. И. МАЙ
(НПП "Сатурн", г. Киев)

АВТОДИННЫЕ ЧМ-ЛОКАТОРЫ КВЧ-ДИАПАЗОНА С НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

Предложен подход к теоретическому анализу ЧМ-автогенераторов и автодинов, позволяющий определить амплитуды и фазы автодиного сигнала и сигнала паразитной амплитудной модуляции.

Системы ближней радиолокации (СБРЛ) — специфические радиолокационные устройства, отличительными особенностями которых являются соизмеримость дальности действия с геометрическими размерами взаимодействующих объектов и требование предельной компактности устройства. Это приводит в большинстве случаев к совмещению функций генерирования зондирующего и обработки отраженного сигналов в одном каскаде — специфической автоколебательной системе — автодине. От такой автоколебательной системы требуется не только сформировать сигнал и обеспечить необходимое управление его параметрами (мощностью, частотой, фазой, спектром), но и произвести начальную обработку переотраженного сигнала для выделения необходимой информации.

СБРЛ, работающие в диапазоне малых дальностей (от одного метра до одного километра), находят широкое применение как в военных, так и в гражданских системах, например в самолетных альтиметрах, навигационных РЛС, датчиках уровня различных продуктов (в частности нефтепродуктов), находящихся в закрытых резервуарах, датчиках малых (порядка десятка микрометров) перемещений отражающего объекта, системах охранной сигнализации и кодированного пропуска, устройствах сближения и стыковки, устройствах обнаружения движущихся объектов и измерения параметров их движения, в том числе для создания интеллектуальных систем управления транспортными потоками. В последние годы уверенный рост интереса к таким системам связан не только с развитием принципов построения и новых схемотехнических решений, но и с резким расширением частотного диапазона в сторону миллиметровых волн, с развитием микроэлектронных миллиметровых устройств (вплоть до комбинирования микроэлектронного приемо-передатчика со специфическими *patch*-антеннами), а также с существенным снижением стоимости СВЧ-узлов таких систем.

Успехи в разработке и активном использовании таких систем лежат на пути использования последних

результатов и объединения усилий специалистов локационных радиотехников, ориентированных на разработку СБРЛ, и специалистов по микроэлектронным технологиям СВЧ-приборов и устройств миллиметрового диапазона.

В статье обсуждаются современные подходы к теоретическому анализу частотно-модулированных автодиных устройств, пути исследования полезного автодиного эффекта и оптимизации режима автодинов на современных активных элементах КВЧ-диапазона и приводятся новые экспериментальные данные. В результате исследований в этом направлении намечается, как считают авторы, серьезный импульс к потенциальному технологическому прорыву (в том числе на международном рынке) в разработке миллиметровых автодиных датчиков локационного типа с повышенными метрологическими и эксплуатационными характеристиками.

Теоретическое рассмотрение автодиных ЧМ-локаторов

Теоретический анализ автодинов может быть основан на разнообразных моделях и теоретических подходах. В течение многих лет исследований транзисторных и диодных автодинов мы исходим из наиболее соответствующей практике модели автоколебательной системы [1], связанной с приемо-передающей антенной взаимной цепью и находящейся под воздействием отраженного от цели сигнала. Из-за доплеровского эффекта частота отраженного сигнала оказывается сдвинутой на доплеровскую поправку. В результате нелинейного преобразования излученного и принятого сигналов в автодинном узле выделяется разностная (доплеровская) частота, несущая информацию о скорости и дальности до цели.

Применение в автодиных локаторах ЧМ существенно улучшает эксплуатационные характеристики автодинов [2, 3]. В частности удается измерять расстояние до объекта при очень низких скоростях и даже при неподвижном объекте, когда доплеровский эффект отсутствует. Однако напрямую использовать результаты анализа обычных автодинов для систем с ЧМ нельзя, что объясняется следующей причиной.

Аналізу автоколебательных систем (АКС) посвящено громадное количество научных и технических исследований — начиная от классиков и кончая современными учеными. Один из наиболее удачных методов анализа был предложен С. И. Евтяновым и на-

зван методом символических укороченных уравнений. Вместе с тем обоснован этот метод С. И. Евтяновым для систем с *постоянными параметрами*, что не дает возможности впрямую использовать его для частотно-модулированных систем, в частности ЧМ-автодинов.

Ниже приведены результаты разработки общей методики анализа стационарных и переходных процессов для автодинных СБРЛ с частотной модуляцией колебаний, основанной на методе символических укороченных уравнений, распространенном на динамические системы с переменными во времени параметрами.

Главными предпосылками анализа ЧМ АКС являются следующие [1, 4]:

— колебательная система является высокодобротной (по выбранному напряжению или току), что позволяет использовать метод медленно меняющихся амплитуд;

— инерционные свойства активного элемента не меняются в полосе пропускания колебательной системы.

Эти допущения выполняются в большинстве практических случаев.

Перейдем к построению математической модели АКС с переменными во времени параметрами, для которых метод символических укороченных уравнений (МСУУ) непосредственно использовать нельзя. Привлекательность этого метода для радиоинженеров и научных работников очевидна, поскольку он позволяет использовать классический аппарат теории нелинейных колебаний, оперируя с привычными для инженера комплексными амплитудами.

Для применения МСУУ к ЧМ-генераторам рассмотрим схему ЧМ АКС на неагтроне — двухполосном активном элементе с нелинейной характеристикой $i(u)$, где i и u — временные сигналы тока и напряжения (рис. 1, где символически показаны двухполосный активный элемент (АЭ) и колебательная система (КС) с элементом, управляющим частотой, — управителем частоты).

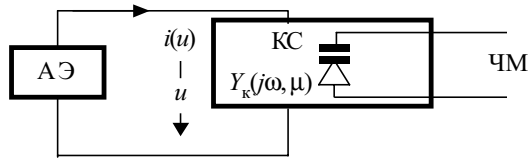


Рис. 1. Эквивалентная схема ЧМ-автодина на двухполоснике

Символическая проводимость контура $Y_k(j\omega, \mu)$ зависит не только от оператора дифференцирования $j\omega$, но и от модулируемого параметра (или совокупности параметров) μ и является, как в обычных цепях, отношением полиномов:

$$Y_k(j\omega, \mu) = R(j\omega, \mu) / Q(j\omega, \mu).$$

Полное дифференциальное уравнение ЧМ-генератора примет в символической форме вид

$$R(j\omega, \mu)u(t) = Q(j\omega, \mu)i(t) \quad (1)$$

и преобразуется в явное дифференциальное уравнение после замены $j\omega \rightarrow d/dt$.

Поставим задачу провести укорачивание уравнения (1) в общем виде, как это выполнено в [5, 6] для систем с постоянными параметрами. Для этого представим искомые сигналы в квазигармонической форме:

$$u(t) = \dot{U} \exp(j \int \omega_k dt); \quad i(t) = \dot{I} \exp(j \int \omega_k dt),$$

где $\dot{U} = U \exp(j\varphi)$, $\dot{I} = I \exp(j\varphi)$ — комплексные амплитуды сигналов, ω_k — модулируемая частота контура.

Теперь полное символическое уравнение (1) примет вид

$$R(j\omega, \mu) \dot{U} \exp(j \int \omega_k dt) = Q(j\omega, \mu) \dot{I} \exp(j \int \omega_k dt). \quad (2)$$

Представляя теперь в (2) полиномы R и Q порядка l и n в явном виде, получим:

$$R(j\omega, \mu) = \sum_{m=0}^l \alpha_m(\mu)(j\omega)^m; \quad Q(j\omega, \mu) = \delta \sum_{m=0}^n \beta_m(\mu)(j\omega)^m.$$

Учитывая здесь, что любой из коэффициентов α_m и β_m полиномов может зависеть от модулируемого параметра μ , можно переписать уравнение (2) так:

$$\left[\exp(j \int \omega_k dt) \right] \sum_{m=0}^l \sum_{l=0}^m \binom{m}{l} (j\omega)^l \alpha_m \dot{U} \left[(j\omega)^{m-l-1} j\omega_k \right] = \delta \left[\exp(j \int \omega_k dt) \right] \sum_{m=0}^n \sum_{l=0}^m \binom{m}{l} (j\omega)^l \beta_m \dot{I} \left[(j\omega)^{m-l-1} j\omega_k \right]. \quad (3)$$

Здесь дифференциальные операторы $j\omega$ действуют только на те функции времени, которые заключены с ними в квадратные скобки, и учтено, что для высокодобротной КС полином Q всегда содержит малое затухание δ в качестве общего множителя.

Теперь уже в уравнении (3) можно провести сокращение на быстро осциллирующие члены $\exp(j \int \omega_k dt)$, поскольку они уже вынесены из-под оператора $j\omega$, но для укорачивания надо осуществить сортировку членов по порядку малости, мерой которого примем затухание КС. Считая, как обычно, что изменения амплитуды и фазы колебаний за период и скорость модуляции частоты малы, произведем сортировку членов в рядах (3) по порядку малости, предварительно разложив α_m и β_m в ряды Маклорена по δ :

$$\alpha_m(\mu) = \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_{ml}(\mu) \delta^l, \quad \beta_m(\mu) = \sum_{l=0}^{\infty} \beta_{ml}(\mu) \delta^l.$$

После сортировки получим искомые дифференциальные уравнения первого приближения в дифференциальной форме (производные по времени обозначены жирной точкой сверху) —

$$\delta \alpha_{01} \dot{U} + j \alpha_{10} U \Delta \omega + j \delta \omega_0 \alpha_{11} \dot{U} + j \alpha_{20} U (j\omega \Delta \omega) + \left(j \omega \alpha_{10} \dot{U} \right) + 2 j \omega_0 \left(j \omega \alpha_{20} \dot{U} \right) = \delta \beta_{00} \dot{I} + j \delta \omega_0 \beta_{10} \dot{I} \quad (4)$$

и второго приближения —

$$j \delta \alpha_{11} U \Delta \omega + j \delta^2 \alpha_{12} U \omega_0 + j \delta \alpha_{21} \dot{U} (j\omega \Delta \omega) + j \alpha_{30} \dot{U} \left[(j\omega)^2 \Delta \omega \right] + \delta \left(j \omega \alpha_{11} \dot{U} \right) + 2 j \Delta \omega \left(j \omega \alpha_{20} \dot{U} \right) + 2 j \omega_0 \delta \left(j \omega \alpha_{21} \dot{U} \right) + 3 \left(j \omega \alpha_{30} \dot{U} \right) (j\omega \Delta \omega) + (j\omega)^2 \left(\alpha_{20} \dot{U} \right) + 3 j \omega_0 \left[(j\omega)^2 \alpha_{30} \dot{U} \right] = \delta \beta_{01} \dot{I} + j \delta \beta_{10} \Delta \omega \dot{I} + j \delta \beta_{20} \dot{I} (j\omega \Delta \omega) + \delta \left(j \omega \beta_{10} \dot{I} \right) + 2 j \delta \omega_0 \left(j \omega \beta_{20} \dot{I} \right) \quad (5)$$

Уравнения второго приближения (5) целесообразно использовать тогда, когда уравнения первого приближения (4) обращаются в тождества и не дают возможности изучить процессы.

Таким образом, алгоритм использования предлагаемой процедуры получения укороченных уравнений АКС с модулируемыми параметрами следующий. Необходимо выписать выражение для символической проводимости КС Y_k , выделить полиномы его числителя и знаменателя и определить порядки малости коэффициентов. После этого необходимо вычислить выражения $\alpha_{10}, \alpha_{01}, \alpha_{11}, \alpha_{20}, \beta_{00}, \beta_{10}$ и подставить их в выражение (4). Далее подставляя в (4), как и для систем с постоянными параметрами, выражения для комплексных амплитуд напряжения и тока, производим дифференцирование, разделение действительных и мнимых частей, и укороченные уравнения будут записаны в явной форме. Если при этом уравнение (4) превратится в тождество, то для анализа надо использовать уравнения второго приближения (5).

Предложенный подход к анализу частотно-модулированных АКС распространен в наших работах на более сложные случаи, когда помимо низкочастотного воздействия (модуляция) на КС осуществляют и другие виды воздействия [6—12].

Уравнения одноконтурных ЧМ-автогенераторов при синусоидальной модуляции частоты

Рассмотрим процедуру получения укороченных дифференциальных уравнений одноконтурных автогенераторов. Принципиальная схема по высокой частоте показана на рис. 2 для примера в виде схемы с трансформаторной связью.

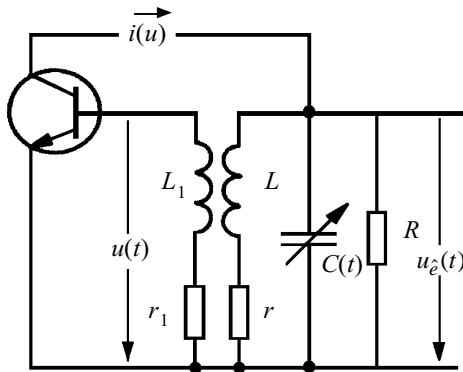


Рис. 2

Активный элемент представлен биполярным транзистором, который для простоты считаем безынерционным прибором, имеющим очень большое входное сопротивление на рабочей частоте. Под воздействием управляющего сигнала $u(t)$ транзистор вырабатывает ток $i(u)$, втекающий в контур и компенсирующий общие потери. Управляющее напряжение u связано с выходным u_k через коэффициент обратной связи $k = -u/u_k$, определяемый параметрами схемы.

Будем считать, что омические потери контура сосредоточены в катушках индуктивности L_1 и L , причем $r_1/r = L_1/L$. Будем считать, что модуляция частоты осуществляется по синусоидальному закону:

$$\omega = 1/\sqrt{L_{общ}C_{общ}(t)} = \sqrt{LC(t)} = \omega_0(1 + \epsilon \cos \Omega_m t), \quad (6)$$

что обеспечивается модуляцией емкости контура по закону

$$C = C_0(1 - 2\epsilon \cos \Omega_m t).$$

Теперь мы можем записать систему полных дифференциальных уравнений задачи, из которых вытекает уравнение (3). Это уравнение второго порядка не является особенно сложным и его можно напрямую свести к укороченным уравнениям. Эта процедура достаточно трудоемкая, особенно для сложных колебательных систем и в случаях автосмещения, когда выполнить прямую процедуру укорачивания без ошибок очень сложно. Поэтому далее мы используем разработанный в данной статье подход простого получения укороченных уравнений.

Опишем данный пример подробно.

Символический иммитанс задачи запишем в следующем виде, как рассмотрено выше:

$$Y_k(j\omega, \mu) = \frac{R + j\omega L + (j\omega)^2 LCR}{j\omega LR} = \frac{1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \frac{\rho}{R} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 (\omega_0^2) LC}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \rho} = \frac{1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \delta + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 (1 - 2\epsilon \cos \Omega_m t)}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \delta R}.$$

Здесь $j\omega$ — дифференциальный оператор;

ω_0 — постоянная составляющая частоты колебаний, вокруг которой модулируется частота по закону (6),

$\omega_0 = 1/LC_0 = \text{const}$;

ρ — характеристическое сопротивление контура,

$\rho = \omega_0 L$.

Теперь определим коэффициенты разложения в ряд Тэйлора числителя и знаменателя символического иммитанса $Y_k(j, \omega, \mu)$ по $j\omega$:

$$\alpha_0 = 1; \alpha_1 = \frac{\delta}{\omega_0}; \alpha_2 = \frac{1 - 2\epsilon \cos \Omega_m t}{\omega_0^2}; \beta_0 = 0; \beta_1 = \frac{R}{\omega_0}.$$

Итак, как видим, от времени зависит только коэффициент α_2 .

Выпишем теперь коэффициенты разложений всех коэффициентов в ряд Тэйлора по δ :

$$\alpha_{00} = 1; \alpha_{01} = 0; \alpha_{10} = 0; \alpha_{11} = \frac{1}{\omega_0};$$

$$\alpha_{20} = \frac{1 - 2\epsilon \cos \Omega_m t}{\omega_0^2}; \beta_{01} = 0; \beta_{10} = \frac{R}{\omega_0}.$$

Теперь сразу выписываем укороченное уравнение относительно комплексных амплитуд:

$$j\delta \dot{U} + j \frac{1 - 2\epsilon \cos \Omega_m t}{\omega_0^2} \dot{U} (j\omega \Delta\omega) + 2j\omega_0 \left(j\omega \frac{1 - 2\epsilon \cos \Omega_m t}{\omega_0^2} \dot{U} \right) = j\delta \omega_0 \frac{R}{\omega_0} \dot{I}. \quad (7)$$

Подставляя в (7) выражение для $\Delta\omega = \omega(t) - \omega_0 = \epsilon \omega_0 \cos \Omega_m t$ и обычные выражения для комплексных амплитуд, получим (при $T = \frac{2}{\omega_0 \delta}$):

$$Ue^{j\varphi} + T \frac{1-2\varepsilon \cos \Omega_m t}{2} \varepsilon U e^{j\varphi} (-\Omega_m \sin \Omega_m t) +$$

$$+ T \left([-2\varepsilon \Omega_m \sin \Omega_m t] U e^{j\varphi} + \right.$$

$$\left. + [1-2\varepsilon \cos \Omega_m t] \left(\frac{dU}{dt} e^{j\varphi} + j U e^{j\varphi} \frac{d\varphi}{dt} \right) \right) = R I e^{j\varphi}.$$

Здесь уже можно провести сокращения на экспоненциальный множитель (поскольку он уже вынесен за знак дифференциального оператора), и разделяя на действительные и мнимые части, имеем:

$$T(1-2\varepsilon \cos \Omega_m t) \frac{dU}{dt} + U - \varepsilon \Omega_m T U \sin \Omega_m t \times$$

$$\times \frac{1-2\varepsilon \cos \Omega_m t}{2} 2\varepsilon \Omega_m T U \sin \Omega_m t = R I(U); \quad (8)$$

$$T U (1-2\varepsilon \cos \Omega_m t) \frac{d\varphi}{dt} = 0. \quad (9)$$

Это и есть искомые укороченные уравнения рассматриваемого ЧМ-генератора. При отсутствии ЧМ (т. е. при $\varepsilon=0$) эти уравнения сводятся к известным [1, гл. 3]. Из уравнения (9) следует, что $d\varphi/dt=0$, т. е. частота в установившемся и в переходном процессе равна модулируемой частоте контура. Это и понятно, т. к. при безынерционном активном элементе в рамках первых приближений частота не зависит от амплитуды.

При рассмотрении уравнений целесообразно учесть, что ε реально мало, и можно пренебречь членами с ε по сравнению с 1 и членами с ε^2 по сравнению с ε . Тогда амплитудное уравнение (8) переписывается в виде

$$T \frac{dU}{dt} + U (1 - \frac{5}{2} \varepsilon \Omega_m T \sin \Omega_m t) = R I(U). \quad (10)$$

Это по виду простое уравнение и надо решать при рассмотрении паразитной амплитудной модуляции ЧМ-генератора и автодина.

Можно показать, что для всех одноконтурных ЧМ-автогенераторов структура укороченного уравнения для амплитуды будет полностью аналогичной (10), но коэффициент при слагаемом $\varepsilon \Omega_m T \sin \Omega_m t$ будет меняться. Для схемы с трансформаторной обратной связью он равен $-5/2$, как видно из (10). Для схемы индуктивной трехточки коэффициент равен $-3/2$. Для других одноконтурных схем ЧМ-автогенераторов (например для емкостной трехточки) этот множитель будет другим.

Паразитная амплитудная модуляция в ЧМ-автодинах

Пусть теперь частота колебаний автодина модулируется по произвольному закону с помощью переменной емкости:

$$\omega = 1/\sqrt{L_{\text{общ}} C_{\text{общ}}(t)} = \sqrt{LC(t)} = \omega_0 (1 + \varepsilon f(t)), \quad (11)$$

а емкость контура для этого меняется по закону $C = C_0 [1 + \beta F(t)]$.

Найдем связь между этими законами:

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta F(t)}} = \omega_0 [1 + \varepsilon f(t)]$$

или

$$\frac{1}{1 + \beta F(t)} = [1 + \varepsilon f(t)]^2.$$

Считаем, что коэффициенты модуляции малы:

$$\beta \ll 1, \varepsilon \ll 1,$$

тогда

$$1 - \beta F(t) \approx 1 + 2\varepsilon f(t),$$

т. е.

$$\beta F(t) = -2\varepsilon f(t).$$

Итак, если частота колебаний модулируется по закону (11), то это обеспечивается модуляцией емкости контура по закону

$$C = C_0 [1 + \beta F(t)] = C_0 [1 - 2\varepsilon f(t)].$$

Символический иммитанс задачи примет прежний вид, но вместо множителя $(1-2\varepsilon \cos \Omega_m t)$ в числителе появится множитель $[1-2\varepsilon f(t)]$.

Как и ранее, определим коэффициенты разложения в ряд Тэйлора числителя и знаменателя символического иммитанса:

$$\alpha_0 = 1; \alpha_1 = \frac{\delta}{\omega_0}; \alpha_2 = \frac{1-2\varepsilon f(t)}{\omega_0^2}; \beta_0 = 0; \beta_1 = \frac{R}{\omega_0}.$$

Выпишем коэффициенты разложений всех коэффициентов в ряд Тэйлора по δ :

$$\alpha_{00} = 1; \alpha_{01} = 0; \alpha_{10} = 0; \alpha_{11} = \frac{1}{\omega_0};$$

$$\alpha_{20} = \frac{1-2\varepsilon f(t)}{\omega_0^2}; \beta_{01} = 0; \beta_{10} = \frac{R}{\omega_0}.$$

Теперь получаем укороченное уравнение относительно комплексных амплитуд:

$$j\delta \dot{U} + j \frac{1-2\varepsilon f(t)}{\omega_0^2} \dot{U} (j\omega \Delta\omega) + 2j\omega_0 \left(j\omega \frac{1-2\varepsilon f(t)}{\omega_0^2} \dot{U} \right) =$$

$$= j\delta \omega_0 \frac{R}{\omega_0} \dot{I}.$$

Подставляя сюда выражения для комплексных амплитуд

$$\dot{U} = U e^{j\varphi} \text{ и } \dot{I} = I e^{j\varphi}$$

(здесь учтено, что активный элемент безынерционен) и

$$\Delta\omega = \omega(t) - \omega_0 = \varepsilon \omega_0 f(t)$$

и проводя, как и выше, дифференцирование, получим:

$$U e^{j\varphi} + T \frac{1-2\varepsilon f(t)}{2} \varepsilon U e^{j\varphi} \left(\frac{df}{dt} \right) + T \left(\left[-2\varepsilon \frac{df}{dt} \right] U e^{j\varphi} + \right.$$

$$\left. + [1-2\varepsilon f(t)] \left(\frac{dU}{dt} e^{j\varphi} + j U e^{j\varphi} \frac{d\varphi}{dt} \right) \right) = R I e^{j\varphi}.$$

Сокращая на экспоненциальный множитель, поскольку он уже вынесен за знак дифференциального оператора, и разделяя здесь действительные и мнимые части, имеем:

$$T(1-2\varepsilon f(t)) \frac{dU}{dt} + U - \varepsilon U T \frac{df}{dt} \frac{1-2\varepsilon f(t)}{2} -$$

$$- 2\varepsilon T U \frac{df}{dt} = R I(U); \quad (12)$$

$$TU(1 - 2\epsilon f[t]) \frac{d\phi}{dt} = 0. \quad (13)$$

Это и есть искомые укороченные уравнения рассматриваемого ЧМ-генератора при произвольном законе модуляции частоты. Если рассматривается случай небольшой перестройки частоты (именно так часто и бывает), т. е. $\epsilon \ll 1$, то (12) переписывается в виде

$$T \frac{dU}{dt} + U(1 - \frac{5}{2} \epsilon T \frac{df}{dt}) = RI(U). \quad (14)$$

Это уравнение и надо решать при рассмотрении паразитной амплитудной модуляции ЧМ-генератора. Как и ранее, для всех одноконтурных ЧМ-автогенераторов структура укороченного уравнения для амплитуды будет полностью аналогичной (14), но коэффициент при слагаемом $\epsilon T \frac{df}{dt}$ будет меняться: для схемы с трансформаторной обратной связью он равен $-5/2$, для схемы индуктивной трехточки $-3/2$.

Определим теперь сигнал паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) при конкретном законе модуляции частоты. Пусть при наличии ПАМ и автодинного отклика

$$U = U_0 + \eta(t) + \eta_{ад}(t), \quad (15)$$

где U_0 — амплитуда напряжения автодина в рабочей точке (без ПАМ);

$\eta(t)$ — сигнал ПАМ;

$\eta_{ад}(t)$ — автодинный сигнал.

Считаем, как обычно, что $\eta \ll U_0$, $\eta_{ад} \ll U_0$. Если встает задача определить уровень ПАМ при отсутствии автодинного отклика для разных законов модуляции частоты колебаний $f(t)$, то при обычных уровнях ПАМ можно линеаризовать уравнение (14), подставив в него вместо U выражение (15) при $\eta_{ад} = 0$:

$$T \frac{dU_0}{dt} + T \frac{d\eta}{dt} + (U_0 + \eta)(1 - \frac{5}{2} \epsilon T \frac{df}{dt}) = R[I(U_0) + \frac{d(GU)}{dU} \eta],$$

где нелинейная функция $G(U) = I/U$ — крутизна по первой гармонике.

Это уравнение переписем, исключая отсюда уравнение стационарного режима:

$$T \frac{d\eta}{dt} - \frac{U_0}{G_\epsilon} \frac{dG}{dU} \eta = \Phi(t), \quad (16)$$

где

$$\Phi(t) = \frac{5}{2} U_0 \epsilon T \frac{df}{dt} \quad (17)$$

и $G_\epsilon = 1/R$ — резонансная активная проводимость контура.

Уравнение (16) описывает установление сигнала ПАМ для одноконтурного автодина при произвольном законе модуляции частоты, определяемом через формулу (17). Общее решение уравнения (16) имеет вид

$$\eta(t) = \frac{1}{T} e^{-t/T'} \int e^{t'/T'} \Phi(t') dt', \quad (18)$$

где $T' = T / \left(-\frac{U_0}{G_\epsilon} \frac{dG}{dU} \right)$ — приведенная постоянная времени контура.

Если $f(t) = \cos \Omega_m t$, то $\Phi(t) = -\frac{5}{2} U_0 \epsilon \Omega_m T \sin \Omega_m t$.

Теперь из (18) получаем:

$$\eta(t) = -\frac{5}{2} U_0 \epsilon \Omega_m e^{-t/T'} \int e^{t'/T'} \sin \Omega_m t dt. \quad (19)$$

Теперь получаем, интегрируя по частям:

$$\begin{aligned} \eta(t) &= -\frac{5}{2} U_0 \epsilon \Omega_m e^{-t/T'} \int e^{t'/T'} \sin \Omega_m t dt = \\ &= -\frac{5}{2} U_0 \epsilon \Omega_m e^{-t/T'} \left\{ \frac{1}{\Omega_m} (-\cos \Omega_m t) + T' \sin \Omega_m t e^{t'/T'} + C \right\} = \\ &= \frac{5}{2} U_0 \epsilon \left\{ \cos \Omega_m t - \Omega_m T' \sin \Omega_m t \right\} + C e^{-t/T'}, \end{aligned}$$

где C — константа интегрирования.

Вводя $tg \Psi_1 = \Omega_m T'$, получим:

$$\begin{aligned} \eta(t) &= \frac{5}{2} U_0 \epsilon \left\{ \cos \Omega_m t - tg \Psi_1 \sin \Omega_m t \right\} + C e^{-t/T'} = \\ &= C e^{-t/T'} + \frac{5 U_0 \epsilon \cos(\Omega_m t - \Psi_1)}{2 \sqrt{\left(\frac{U_0}{G_\epsilon} \frac{dG}{dU} \right)^2 + (\Omega_m T')^2}}. \end{aligned}$$

Итак, сигнал ПАМ при синусоидальной модуляции состоит из свободного экспоненциального множителя, описывающего установление сигнала ПАМ, и синусоидальной составляющей с частотой модуляции (собственно сигнала ПАМ). Фазовый сдвиг сигнала ПАМ определяется частотой модуляции и приведенной постоянной времени контура: $\Psi_1 = \text{arctg}(\Omega_m T')$. Амплитуда ПАМ пропорциональна амплитуде высокочастотных колебаний U_0 , величине коэффициента модуляции частоты ϵ и сложным образом зависит от режима автодина через нормированную производную $\frac{U_0}{G_\epsilon} \frac{dG}{dU}$.

Экспериментальная часть

Для проверки выводов теоретического анализа проведены экспериментальные исследования КВЧ-радар на корпусном диоде Ганна АА768 в объемном исполнении с малым потреблением тока по цепи питания, работающего на частотах в диапазоне 33—55 ГГц. Конструкция устройства представлена на рис. 3. Апертура осесимметричной антенны 52 мм, усиление 23 дБ, диаграмма 10°. Габариты приемопередающего модуля 20×20×20 мм.

В диапазоне 55—63 ГГц исследованы автодинные модули в гибридно-интегральном исполнении в непрерывном режиме как с ЧМ по цепи питания диода Ганна (модуль М55314) с использованием диода Ганна планарной конструкции [13, 14], так и с ЧМ-модуля-



Рис. 3

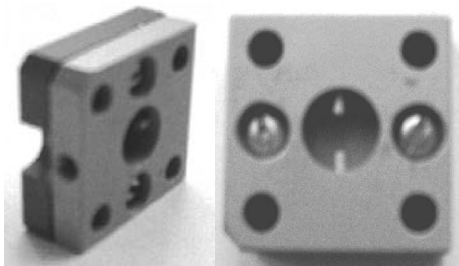


Рис. 4

цией по цепи варикапа (“Тигель-8”) в диапазоне 33,4—37,5 ГГц. Конструкция автодинных датчиков представлена на **рис. 4**. Габаритные размеры автодинного генератора M55314 — 15×15×6 мм, “Тигель-8” — 24×24×10 мм.

Структурная схема измерительной установки аналогична установке, описанной в [15, 16]. В качестве движущегося объекта использовался электромеханический имитатор с вращающимся в изгибе волноводного тракта зондом, позволяющий исследовать динамический режим работы автодинов до скоростей движения 220 м/с с изменением знака доплеровского смещения частоты, т. е. за один цикл работы устройства формируется отраженный сигнал, соответствующий приближающейся и удаляющейся цели [17—20]. Регулируемая величина погружения зонда-отражателя позволяет обеспечивать различные коэффициенты отражения. Выходные сигналы автодина регистрировались с помощью внешнего детектора u_a и с выхода частотного дискриминатора u_ω , подключенного к тракту УПЧ анализатора спектра С4-60.

Для приближающегося отражателя при движении его с максимально достижимой скоростью экспериментальные осциллограммы автодинных откликов указанного генератора приведены на **рис. 5**, для удаляющегося — на **рис. 6**.

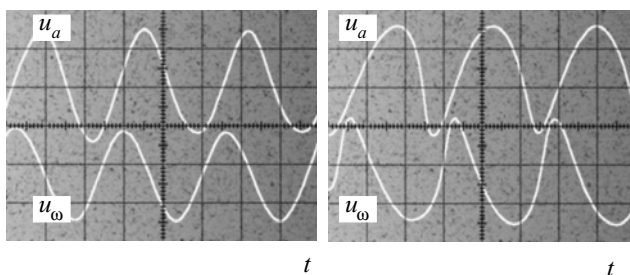


Рис. 5

Рис. 6

Из кривых на **рис. 5, 6** видно, что характер искажений (порядок следования пологих и крутых скатов и разность фаз) этих откликов зависит от направления движения отражателя, что соответствует известным представлениям. Однако величина автодинной девиации частоты (см. сигналы u_ω) в первом случае (**рис. 5**) больше на 4%, чем во втором (**рис. 6**), что позволяет сделать вывод о положительном знаке параметра неизохронности γ исследуемого генератора.

Внимательное изучение формы полученных сигналов u_a показывает, что степень их искажений несколько отличается. Это подтверждает правильность

выводов теоретического анализа. При снижении скорости движения отражателя до минимально возможного значения (около 0,3 м/с) характер искажений сигналов при смене направления сохранялся, но влияние дисперсии девиации частоты при этом не отмечалось. В процессе экспериментальных исследований динамического режима автодина в указанном диапазоне скоростей движения расстояния до имитатора изменялись от 0,8

до 5 м. При этом наблюдалось сохранение периодичности с доплеровской частотой и стабильности фазовых переходов автодинного отклика, что является важным для построения доплеровских СБРЛ на основе КВЧ-генераторов Ганна.

Хорошо видимые на осциллограммах **рис. 5, 6** изменения разности фаз сигналов u_a и u_ω на 180° при перемене направления движения могут использоваться в автодинных радиолокационных устройствах для более надежной идентификации объектов по знаку радиальной скорости, чем это достигается путем сложного анализа формы автодинного сигнала.

Заключение

Основные результаты, полученные в работе, можно свести к следующему.

1. Предложен подход к теоретическому анализу ЧМ-автогенераторов и автодинов, позволяющий определить амплитуды и фазы автодинного сигнала и сигнала паразитной амплитудной модуляции.

2. Точность квазистатического описания автодинного отклика КВЧ-генераторов уменьшается с увеличением скорости движения отражающих объектов, хотя качественная сторона описываемых квазистатической моделью явлений сохраняется и при больших скоростях.

3. Наблюдаемые экспериментально различия формы и степени искажения автодинного сигнала при изменении скорости и направления движения отражающего объекта объясняются неизохронностью КВЧ-генератора. Исследованы автодины в объемном и гибридно-интегральном исполнении на диодах Ганна в диапазонах длин волн 5 и 8 мм с малым потреблением тока по цепи питания. Эксперименты выполнены на стенде контроля параметров автодинов, позволяющем также регистрировать форму и спектр автодинных откликов на воздействие излучения, отраженного от движущегося равномерно либо с ускорением (замедлением) объекта.

4. В результате работы выяснены возможности работы автодинных систем в значительном динамическом диапазоне и при изменении знака радиальной скорости отражающего объекта.

5. Важным вопросом, требующим дополнительных исследований, является применение частотно-модулированных и импульсных автодинных генераторов КВЧ для улучшения основных характеристик систем ближней радиолокации и расширения области их применения.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Богачев В. М., Лысенко В. Г., Смольский С. М. Транзисторные генераторы и автодины.— М.: Изд-во МЭИ, 1993.
2. Komarov I., Smolskiy S. Fundamentals of short-range FM radar.— Norwood: Artech House Publisher, 2003.
3. Воторопин С. Д., Носков В. Я. Анализ режимов работы автодинных ГИС КВЧ на диодах Ганна // Изв. вузов. Физика.— 2002.— Вып. 2.— С. 88—96.
4. Воторопин С. Д., Носков В. Я. Обобщенная модель и основные уравнения КВЧ автодина на ДГ // Там же.— 2001.— Вып. 12.— С. 23—30.
5. Евтянов С. И. О связи между дифференциальными и «укороченными» уравнениями // Радиотехника.— 1946.— № 2.— С. 68—79.
6. Богачев В. М., Смольский С. М. Общие укороченные и характеристическое уравнения транзисторного автогенератора // Там же.— 1973.— Т. 28, № 5.— С. 51—59.
7. Моросанов С. А., Смольский С. М. Оптимизация режима и расчет автодинов на туннельных диодах // Там же.— 1981.— Т. 36, № 2.— С. 84—88.
8. Моросанов С. А., Смольский С. М., Филицина Ю. А. Двухтактные транзисторные автогенераторы и автодины // Радиотехника и электроника.— 1982.— Т. 27, № 4.— С. 764—769.
9. Артеменков С. Л., Смольский С. М. Автодинные свойства синхронизированных транзисторных автогенераторов // Тр. Моск. энерг. ин-та.— 1982.— Вып. 579.— С. 81—86.
10. Моросанов С. А., Смольский С. М. Кольцевые транзисторные автодины // Известия вузов. Радиоэлектроника.— 1984.— Т. 27, № 11.— С. 95—98.
11. Колтыгин О. Н., Смольский С. М. Коэффициент передачи транзисторного автодина с запаздывающей обратной связью // Радиотехника.— 1987.— Т. 42, № 5.— С. 30—33.
12. Попов А. В., Смольский С. М., Шатов В. Л. Взаимная синхронизация двух транзисторных автодинов // Радиотехника и электроника.— 1990.— Т. 35, № 2.— С. 382—388.
13. Воторопин С. Д., Носков В. Я. Приемопередающие модули на слаботочных диодах Ганна для автодинных систем // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника.— 1993.— Вып. 4.— С. 70—72.
14. Пат. 2064718 РФ. Диод Ганна / С. Д. Воторопин, А. М. Кожемякин, В. И. Юрченко.— 1996.— Бюл. № 21.
15. Воторопин С. Д. Исследование путей создания автодинных приемопередающих модулей в диапазоне 3—8 мм / Отчет по НИР «Тамаринд» (НИИПП, г. Томск)— 1989.
16. Воторопин С. Д. Разработка автодинных датчиков 5-мм диапазона длин волн для транспортной электроники / Отчет по ОКР «Тигель» (НИИПП, г. Томск)— 1991.
17. А. с. 1659933 СССР. Имитатор доплеровского сигнала / В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, В. Я. Носков.— 1991.— Бюл. № 24.
18. Воторопин С. Д. Автодинный КВЧ радиолокатор для контроля параметров движения автомобиля // IV Междунар. НТК «Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ».— Самара.— 1999.— С. 16—17.
19. Воторопин С. Д., Носков В. Я. Сигналы автодинов КВЧ-диапазона длин волн при контроле параметров подвижных объектов // Изв. вузов. Физика.— 2000.— Вып. 7.— С. 54—60.
20. Воторопин С. Д., Носков В. Я. Способы детектирования автодинного сигнала в КВЧ-генераторах на полупроводниковых диодах // Электронная промышленность.— 2002.— Вып. 2.— С. 117—123.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

15-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 12–16 сентября 2005 года, г. Севастополь

ДОКЛАДЫ НА КОНФЕРЕНЦИЮ ПРИНИМАЮТСЯ ДО 11 МАЯ 2005 г.
ПО СЛЕДУЮЩИМ НАПРАВЛЕНИЯМ

*Твердотельные приборы и устройства СВЧ (в т. ч. интегрированные устройства для средств связи и локации, а также для сопряжения с оптоволоконными и цифровыми устройствами);
Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов и устройств;
Электрорадиотехника и микроволновые приборы СВЧ;
Системы СВЧ-связи, вещания и навигации (в т. ч. методики оценки эффективности сетей связи);
Антенны и антенные элементы (в т. ч. оптические технологии в антенной технике);*

*Пассивные компоненты (в т. ч. устройства на магнитостатических волнах);
Материалы и технология СВЧ-приборов, нанoeлектроника и нанотехнология;
СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты;
СВЧ-измерения;
Прикладные аспекты СВЧ-техники;
СВЧ-техника в медицине и экологии;
Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн;
История СВЧ-техники и телекоммуникаций (доклады о юбилеях университетов, НИИ, КБ, журналов, исторических событий, выдающихся ученых).*

15-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»
12–16 сентября 2005 г., Севастополь, Украина

КрыМиКо 2005 CrMiCo

September 12–16, 2005, Sevastopol, Ukraine
15th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

**РАБОЧИЕ ЯЗЫКИ КОНФЕРЕНЦИИ —
РУССКИЙ И АНГЛИЙСКИЙ**

Тел./факс: +380-692-440982
e-mail: crimico-2005@sinfo.net.ua
crimico-2005@mail.com
<http://www.crimico-2005.sinfo.net.ua>
<http://ieee.orbita.ru/aps/crim05.rhtm>