

# ИНФОРМАТИКА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.396

Н.Ю. Бабанов, А.А. Куликов, С.В. Ларцов, В.П. Самарин

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХКОНТУРНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

На основе машинного моделирования рассматриваются схемы решения и особенности работы параметрических рассеивателей, нагруженных параметрическим генератором с резонансной цепью накачки или двухчастотным параметрическим генератором.

*Ключевые слова:* параметрический рассеиватель, параметрический генератор, субгармоника, синхронизация.

### Введение

Литература, посвященная созданию и применению параметрических рассеивателей (ПР), у которых ответный сигнал (ОС) переизлучается в окружающее пространство в результате процесса генерации новых спектральных компонент параметрическим генератором (ПГ) в основном ограничена описанием субгармонических ПР [1], ответный сигнал в которых генерируется на частоте половинной субгармоники облучающего запросного сигнала (ЗС), выступающего сигналом накачки (СН).

В то же время некоторые авторы отмечают [2, 3] возможность создания ПР, содержащего в нагрузке двухконтурный ПГ, контуры которого имеют разные собственные частоты. Такой ПГ достаточно хорошо изучен в радиотехнике [4]. Подобный ПР мог бы иметь определенные преимущества перед одноконтурным - субгармоническим ПР. В частности, в [4] указывается, что для двухконтурных ПГ фазы и частоты генерации ОС  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  связаны с фазой и частотой СН  $\varphi_{СН}$ ,  $\omega_{СН}$  как

$$\varphi_1 + \varphi_2 = \varphi_{СН} = \varphi_3, \text{ если } \omega_1 + \omega_2 = \omega_{СН} = \omega_3.$$

Это обстоятельство открывает возможность использовать в качестве рабочего ОС, принимаемого приемником, сигнал на частоте  $\omega_1$ , а в качестве синхронизирующего - сигнал на частоте  $\omega_2$ , который легко отфильтровать в приемнике ОС, настроенном на частоту  $\omega_1$  [5]. Отметим, что ЗС в таком случае, кроме СН, должен содержать в своем составе синхронизирующий сигнал (СС).

Авторам не известно работ, посвященных исследованию двухчастотных ПР в натуральных условиях или модельном эксперименте. Очевидно, это связано с тем, что двухконтурный ПГ сложнее одноконтурного – субгармонического [4], соответственно сложнее должны быть и конструкция и режимы работы двухконтурного ПР.

### Принципиальная схема двухконтурного параметрического генератора

Принципиальная схема двухконтурного ПГ [4] приведена на рис. 1. Он представляет собой колебательную систему с двумя степенями свободы и имеет две собственные частоты  $\Omega_{1,2}$ . Параметрический рассеиватель содержит два колебательных контура, собственные ча-

стоты, которых равны  $\omega_{1,2} = 1/\sqrt{L_{1,2}C_{1,2}}$ . Параллельно им включен варактор – полупроводниковый диод, который представим в виде нелинейных емкости и проводимости, соединенных параллельно. Генератор возбуждается источником тока накачки  $I_3 \cos \omega_3 t$ . В общем случае возбуждается колебание, спектр которого образован двумя частотами, не кратными друг другу и частоте накачки. Как уже отмечалось, между частотами генерации и частотой накачки существует жесткое соотношение. В общем случае определенная линейная комбинация частот возбужденных колебаний должна равняться частоте накачки.

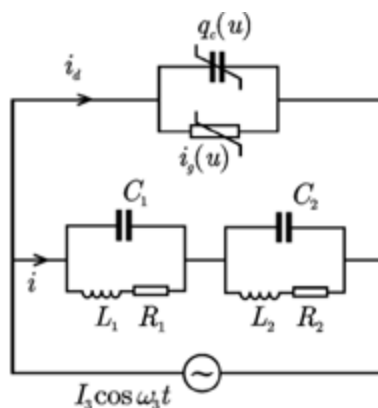


Рис. 1. Принципиальная схема двухконтурного ПГ

В [4] отмечается, что деление ПГ на одно- и двухконтурные условно. Принципиальную роль играет не число степеней свободы, а только число собственных колебаний  $\Omega_i$ , в полосы которых попадают частоты генерации  $\omega_i$ .

Согласно такой классификации, колебательная система, изображенная на рис. 1, называется одноконтурным ПГ с резонансной цепью накачки, если частота накачки  $\omega_3$  близка к одной из собственных частот  $\Omega_1$ , а частота субгармоники  $\omega_3/2$  близка к другой собственной частоте  $\Omega_2$ . При других соотношениях частот, когда  $\omega_3 = \Omega_1 + \Omega_2$ , система на рис. 1, называется двухконтурным или двухчастотным ПГ.

Существует другая классификация [6], по которой двухконтурной параметрической цепью считается любая колебательная система, состоящая из двух связанных колебательных контуров, причем связь между контурами может быть любая — кондуктивная, индуктивная, емкостная, магнитная (трансформаторная) и их разновидности. Например, схема на рис. 1 согласно [6], называется параметрической системой двух связанных контуров с внешней емкостной связью, роль которой выполняет варактор (параметрический диод). По конструктивным соображениям такая схема является наиболее просто реализуемой в высокочастотном радиодиапазоне.

Таким образом, приведенной схеме соответствуют две разновидности ПГ: 1) ПГ с резонансной цепью накачки, 2) двухчастотный ПГ.

Преимущество ПГ с резонансной цепью накачки перед обычным ПГ с одиночным параметрическим контуром состоит в меньшей амплитуде тока внешнего источника, необходимой для возбуждения колебаний, и в способности поддерживать постоянный уровень напряжения накачки на варакторе, независимо от амплитуды тока внешнего источника [4].

В [4] свойства двухчастотного ПГ исследованы лишь в отношении его применимости в качестве делителя частоты с произвольным коэффициентом деления. Возможности использования подобных ПГ в качестве нагрузки ПР не исследовались.

Целью работы является исследование свойств параметрических рассеивателей, построенных на основе двухконтурных ПГ.

### Математическая модель двухконтурного параметрического рассеивателя

Рассмотрим эквивалентную схему ПР, построенного на основе двухконтурной колебательной системы (рис. 2).

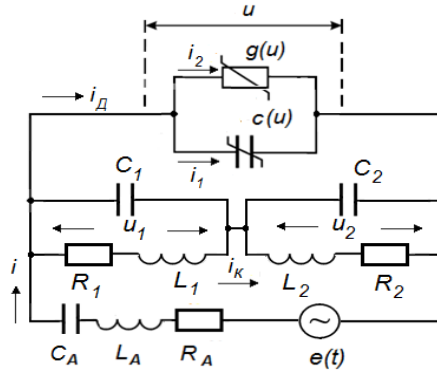


Рис. 2. Эквивалентная схема двухконтурного параметрического рассеивателя

Система базовых уравнений представляется уравнениями Кирхгофа:

$$\begin{cases} i = i_k + i_1 + i_2, \\ L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + R_1 i_{L1} = u_1, \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + R_2 i_{L2} = u_2, \\ L_A \frac{di}{dt} + R_A i + \frac{1}{C_A} \int idt + u = e, \end{cases} \quad (1)$$

где  $i_{L1}$  и  $i_{L2}$  – токи в индуктивных ветвях первого и второго контуров;  $u_1, u_2$  – напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$ ;  $i_k$  – ток, протекающий через последовательно соединенные контуры.

Тогда, учитывая связь между током, протекающим через контур, и напряжением на контуре, получаем три дифференциальных уравнения:

$$\begin{cases} L_1 C_1 \frac{d^2 u_1}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{du_1}{dt} + u_1 = L_1 \frac{di_k}{dt} + R_1 i_k, \\ L_2 C_2 \frac{d^2 u_2}{dt^2} + R_2 C_2 \frac{du_2}{dt} + u_2 = L_2 \frac{di_k}{dt} + R_2 i_k, \\ L_A \frac{d^2 i}{dt^2} + R_A \frac{di}{dt} + \frac{i}{C_A} = \frac{de}{dt} - \frac{du}{dt}. \end{cases} \quad (2)$$

Ток  $i_k$ , определяется токами  $i_1; i_2$ , которые в свою очередь задаются нелинейными зависимостями емкости варактора  $C(U)$  и его проводимости  $g(U)$ .

Для конкретизации (2) примем полиномиальную аппроксимацию для  $C(U)$  и экспоненциальную для  $g(U)$ . Дополним систему (2) четвертым уравнением для напряжения на варакторе  $u$ , после замены переменных  $i = x0$ ;  $u_1 = y0$ ;  $u_2 = z0$ ;  $u = v0$ , получим модель рассматриваемого ПР в виде системы из восьми уравнений первого порядка (3):

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = x1; & \frac{dx1}{dt} = F_1 \\ \frac{du_1}{dt} = y1; & \frac{dy1}{dt} = F_2 \\ \frac{du_2}{dt} = z1; & \frac{dz1}{dt} = F_3 \\ \frac{du}{dt} = v1; & \frac{dv1}{dt} = F_4 \end{cases}, \quad (3)$$

где  $F_1 = -\left(\frac{R_A}{L_A} x1 + \omega_{0A}^2 x0\right) + \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - v1\right)$ ;

$F_2 = -\left(\frac{R_1}{L_1} y1 + \omega_{01}^2 y0\right) + \frac{1}{C_1} \left(x1 + \frac{R_1}{L_1} x0\right) - \frac{C_0}{C_1} F_4 A - \frac{C_0}{C_1} (v1)^2 B - \frac{1}{C_1} v1 \left(\frac{R_1}{L_1} C_0 A + DE\right) - \omega_{01}^2 R_1 v0 D$ ;

$F_3 = -\left(\frac{R_2}{L_2} z1 + \omega_{02}^2 z0\right) + \frac{1}{C_2} \left(x1 + \frac{R_2}{L_2} x0\right) - \frac{C_0}{C_2} F_4 A - \frac{C_0}{C_2} (v1)^2 B - \frac{1}{C_2} v1 \left(\frac{R_2}{L_2} C_0 A + DE\right) - \omega_{02}^2 R_2 v0 D$ ;

$F_4 = \left\{ -\left(\frac{R_1}{L_1} y1 + \frac{R_2}{L_2} z1 + \omega_{01}^2 y0 + \omega_{02}^2 z0\right) + x1 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) + x0 (R_1 \omega_{01}^2 + R_2 \omega_{02}^2) - \left(\frac{C_0}{C_1} + \frac{C_0}{C_2}\right) (v1)^2 B - \right.$   
 $\left. - v1 \left[ C_0 (R_1 \omega_{01}^2 + R_2 \omega_{02}^2) A + \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) DE \right] - v0 (R_1 \omega_{01}^2 + R_2 \omega_{02}^2) D \right\} / \left[ 1 + \left(\frac{C_0}{C_1} + \frac{C_0}{C_2}\right) A \right]$ ;

$A = \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n v0^{n-1}$ ;

$B = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n v0^n$ ;  $D = g_0 e^{bv0}$ ;  $E = [1 + bv0]$ .

### Результаты численного моделирования

Моделирование свойств ПР выполнялось на их виртуальной модели, реализованной средствами LabVIEW.

На рис. 3 приведены амплитудные характеристики (АХ), полученные на модели (3) для ПР с резонансной цепью накачки, в котором частота СН  $\omega_3$  близка к одной из собственных частот  $\Omega_1$ , частота субгармоники  $\omega_3/2$  близка к дугой собственной частоте  $\Omega_2$ .

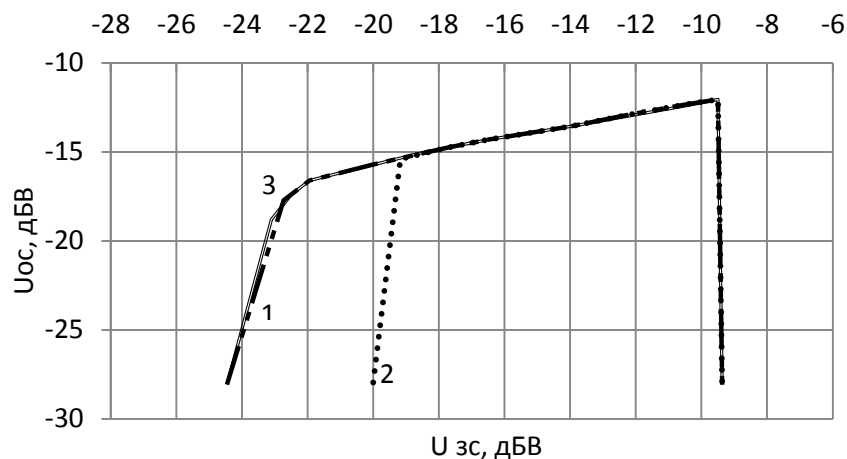


Рис. 3. Амплитудная характеристика ПР с резонансной накачкой:

1 – непрерывный режим;  
2 – импульсный; 3 – импульсный с синхронизацией.

Как видно из рис. 3, особенностью АХ является то, что для импульсного ЗС уровень возбуждения существенно выше. Это связано с особенностями процессов возбуждения в ПГ. Для слабых сигналов могут наблюдаться неустойчивые процессы, длительность которых может превышать длительность радиоимпульса СН. Соответственно формирование радиоимпульса ОС не фиксируется. На рис. 3 видно, что амплитудный диапазон генерации ОС сократился на  $\sim 5$  дБ. Если ЗС, кроме радиоимпульса СН, содержит радиоимпульс СС, происходит быстрое возбуждение ПР и вид АХ для непрерывного и импульсного ЗС совпадает. Заметим, что аналогичные процессы фиксировались и для одноконтурных ПР [7].

На рис. 4 представлены формы радиоимпульса ОС при различной относительной амплитуде  $U_{зс}^* = U_{зс} / U_{зс \max}$  (длительность радиоимпульса ЗС  $\tau_{зс} = 2$  мкс).

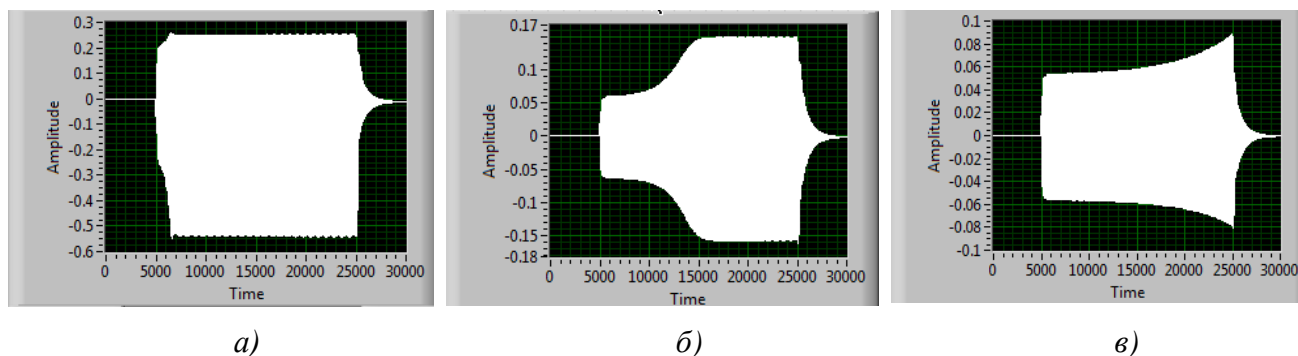


Рис. 4. Изменение формы ответного сигнала ПР с резонансной накачкой от амплитуды ЗС:

$a - U_{зс}^* = 0,93$ ;  $b - U_{зс}^* = 0,25$ ;  $v - U_{зс}^* = 0,224$

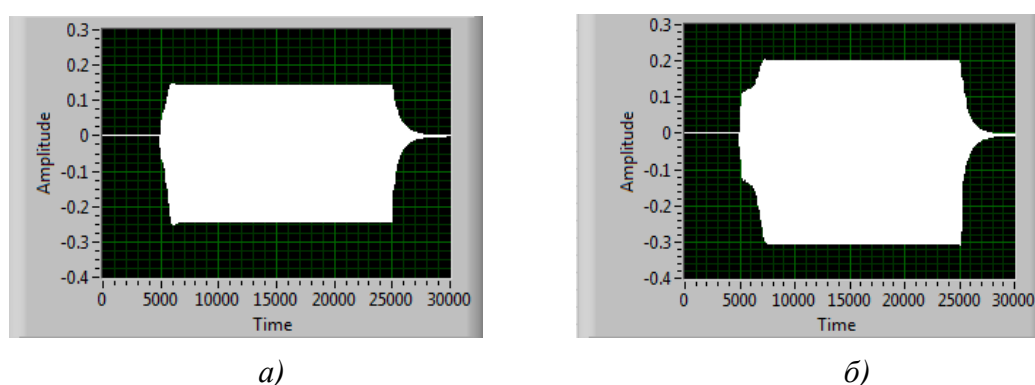
Изменение формы ОС от амплитуды ЗС проявляется в увеличении времени установления  $T_{уст}$  амплитуды ОС с уменьшением амплитуды ЗС (рис. 4). Введение ограничения на

максимальную величину  $T_{уст}$ , как и в одноконтурных ПР [7], приводит к сокращению амплитудного диапазона генерации ОС. Кривая 2 (рис. 3) соответствует импульсному запросному сигналу длительности  $\tau_{зс} = 2$  мкс и при допустимом времени установления  $T_{уст} = 0,2$  мкс. Согласно [7], величина  $T_{уст}$  приближенно может быть оценена по формуле, справедливой для одноконтурного ПГ:

$$T_{уст} = \frac{1}{\sqrt{m^2 - \xi^2 - \delta}} \ln \frac{U_0}{U_H},$$

где  $U_0$ ,  $U_H$  – конечное и начальное значения амплитуды колебаний в контуре на частоте субгармоники;  $m$  – коэффициент модуляции емкости контура;  $\xi$  – относительная расстройка контура;  $\delta$  – коэффициент затухания.

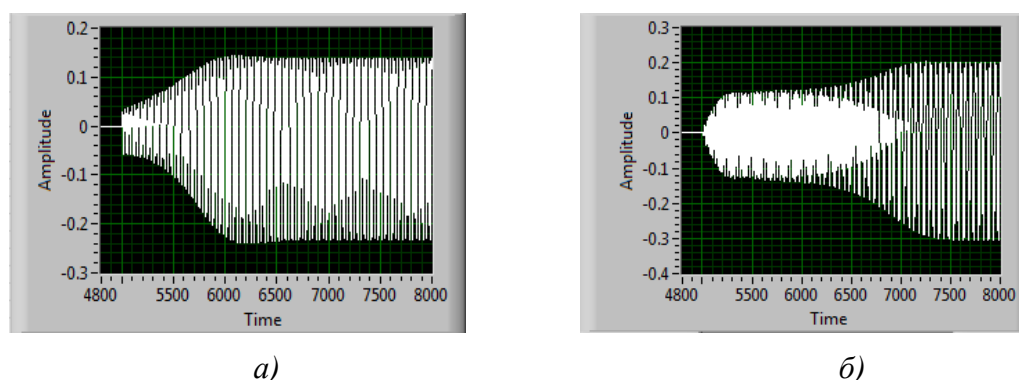
Процесс установления колебаний в ПР на основе ПГ с резонансной цепью накачки отличается от аналогичного процесса в одноконтурном ПР.



**Рис. 5. Ответные сигналы:**

*a* – одноконтурного ПР; *б* – ПР с резонансной цепью накачки

На рис. 5 приведены ответные сигналы одно-о и двухконтурного ПР при  $U_{зс}^* = 0,5$  и длительности ЗС  $\tau_{зс} = 2$  мкс. Отличие проявляется в том, что амплитуда накачки (колебания на собственной частоте  $\Omega_1$ ) во время переходного процесса изменяется одновременно с изменением амплитуды возбуждаемого ОС (колебания на частоте  $\Omega_2$ ).

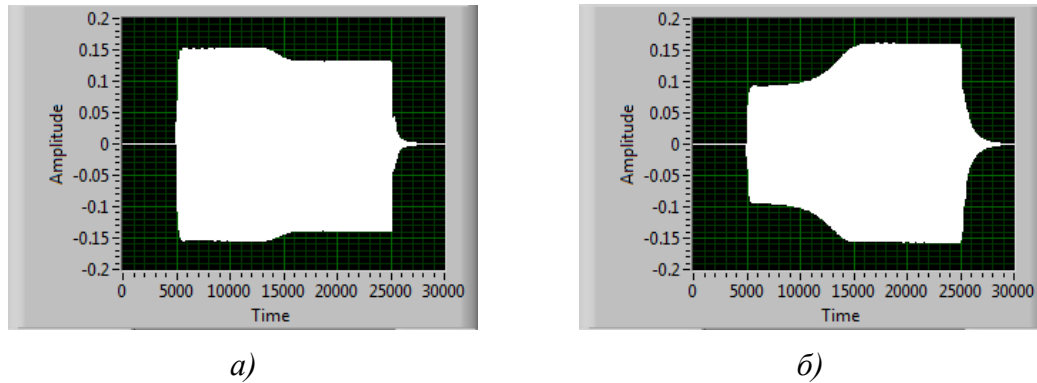


**Рис. 6. Процесс установления ответного сигнала:**

*a* – в одноконтурном ПР;  
*б* – в двухконтурном ПР.  $U_{зс}^* = 0,5$

С момента прихода ЗС ( $t = 0,5$  мкс) начинается возрастание амплитуды колебаний  $U_1$  на частоте  $\Omega_1$  (рис. 6, *б*). Ответный сигнал  $U_2$  на частоте  $\Omega_2$  начинает формироваться после того, как амплитуда  $U_1$  достигнет порога возбуждения параметрических колебаний (рис. 6, *б*,  $t \approx 0,55$  мкс).

Экспоненциальный рост амплитуды  $U_2$  начинается с малых начальных значений, поэтому первоначально они не сказываются на колебаниях в цепи накачки  $U_1$ , которые успевают установиться до того, как установятся колебания  $U_2$ . Затем, по мере приближения  $U_2$  к стационарному значению, резко увеличивается влияние на накачку, и амплитуда падает до своего стационарного значения. На рис. 7 этому соответствует момент  $t \approx 1,3$  мкс.

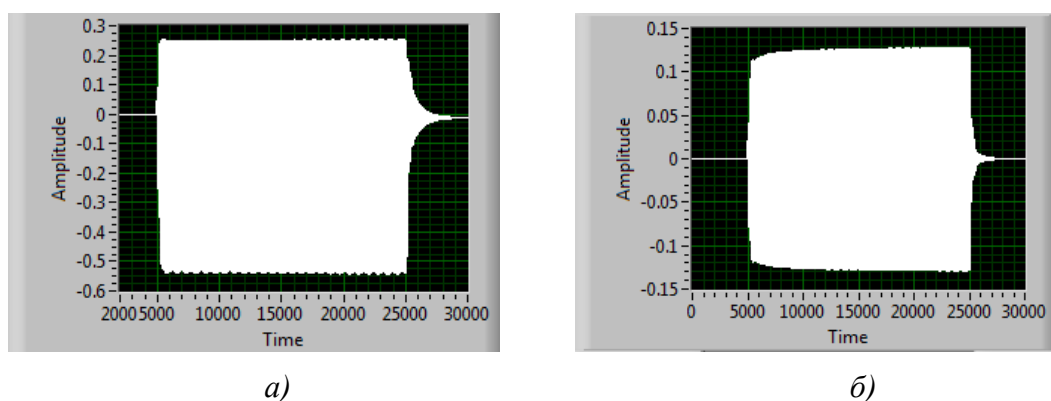


**Рис. 7. Амплитуда колебаний:**  
 $a - U_1$  на частоте  $\Omega_1$ ;  $b - U_2$  на частоте  $\Omega_2$ .  $U_{3C}^* = 0,25$

Уменьшение амплитуды  $U_1$  после возбуждения субгармоники означает передачу части мощности колебаний на частоте  $\Omega_1$  колебаниям на частоте субгармоники  $\Omega_2$ .

Особенности процесса установления амплитуды ОС в двухконтурном ПР обуславливают особенности процесса синхронизации импульсных ОС. Прежде всего, это касается взаимного расположения ЗС и синхронизирующего сигнала (СС).

Из рис. 6, б видно, что основную долю времени переходного процесса составляет время  $T_{уст}$  установления амплитуды колебаний  $U_2$  в контуре субгармоники. Установление колебаний  $U_1$  в цепи накачки происходит за время  $t_1$ , определяемое полосой пропускания контура накачки, поэтому  $t_1 \ll T_{уст}$ . Представляется целесообразным использовать этот промежуток времени для подготовки контура субгармоники к генерации импульса ОС путем передачи СС на частоте субгармоники. При этом можно совместить передние фронты импульсов ЗС и СС и ограничить длительность СС временем  $t_1$ . Например, на рис. 6, б  $t = t_1 = 0,02$  мкс. В результате, помимо синхронизации генерируемых ОС, удастся получить импульсы ОС с крутым передним фронтом  $\sim 0,02$  мкс (рис. 8) во всем амплитудном диапазоне ПР (рис. 3, 3).



**Рис. 8. Форма импульсов ОС  $\tau_{ос} = 2$  мкс при синхронизации импульсами  $\tau_{сн} = 0,02$  мкс:**  
 $a - U_{3C}^* = 0,93$ ;  $b - U_{3C}^* = 0,2$

Длительность заднего фронта импульсов ОС обуславливается процессом рассеивания энергии субгармонических колебаний и определяется полосой контура субгармоники. Процесс установления колебаний имеет, вообще говоря, осцилляторный характер [4]. осо-

бенно большие осцилляции могут возникать, когда частота колебаний накачки  $\omega_{\text{СН}}$  и субгармоники  $\omega_{\text{СН}}/2$  смещены относительно собственных частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ . При настройке модели ПР необходимо учитывать, что собственные частоты  $\Omega_{1,2}$  определяются не только конденсаторами  $C_{1,2}$  (рис. 2) контуров, но также начальной емкостью варактора  $C_0$  и ее динамической частью  $C_{\text{д}}(U) \approx (0,1 \div 0,3)C_0$ .

Как уже отмечалось, эквивалентные схемы двухчастотного ПР, как и ПР с резонансной цепью, ничем не отличаются, соответственно совпадают и их математические модели (3)–(6). Отличие двухчастотного ПР состоит в настройке параметров схемы и особенностях формирования ОС. При поступлении ЗС на частоте  $f_{\text{ЗС}}$  ответный сигнал формируется в виде двух субгармоник на частоте  $f_1$  и  $f_2$ , причем  $f_1 + f_2 = f_{\text{ЗС}}$ . Настройка состоит в том, чтобы собственные частоты  $f_{01}$  и  $f_{02}$  как можно меньше отличались от частот субгармоник. Собственные частоты  $f_{01}$  и  $f_{02}$  могут значительно отличаться от частот субгармоник из-за сильной связи между контурами, определяемой начальной емкостью варактора  $C_0$  и ее динамической частью  $C_{\text{д}}(U)$ . Например, при  $f_{\text{ЗС}} = 300$  МГц,  $f_1 = 100$  МГц и  $f_2 = 200$  МГц частоты контуров  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$  составляют  $f_{01} = 129,105$  МГц и  $f_{02} = 231,05$  МГц соответственно.

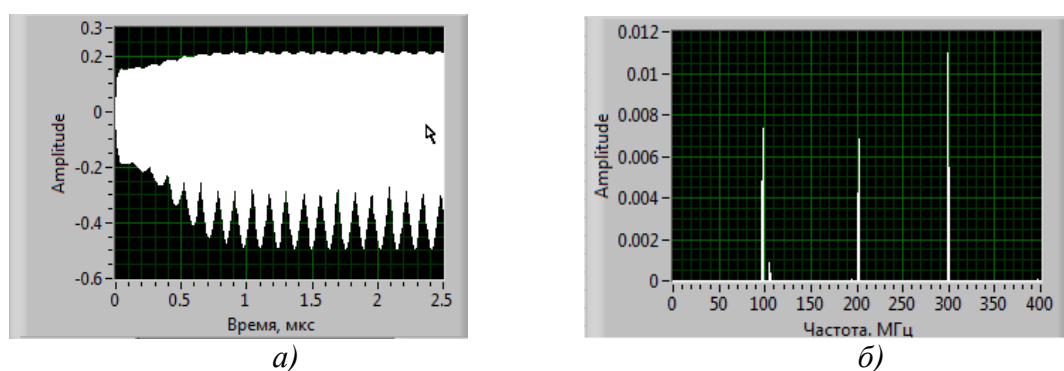


Рис. 9. Осциллограмма напряжения (а) и энергетический спектр (б) колебания на зажимах варактора

На рис. 9 представлены осциллограмма и энергетический спектр колебаний на зажимах варактора в непрерывном режиме при относительной амплитуде запросного сигнала  $U_{\text{ЗС}}^* = U_{\text{ЗС}}/U_{\text{ЗС макс}} = 1$ .

На рис.10 приведены осциллограммы субгармоник, выделенных соответствующими фильтрами. Видно, что даже при максимальной амплитуде ЗС процесс установления амплитуды ОС продолжается довольно долгое время ( $T_{\text{уст}} = 0,6 \div 0,7$  мкс).

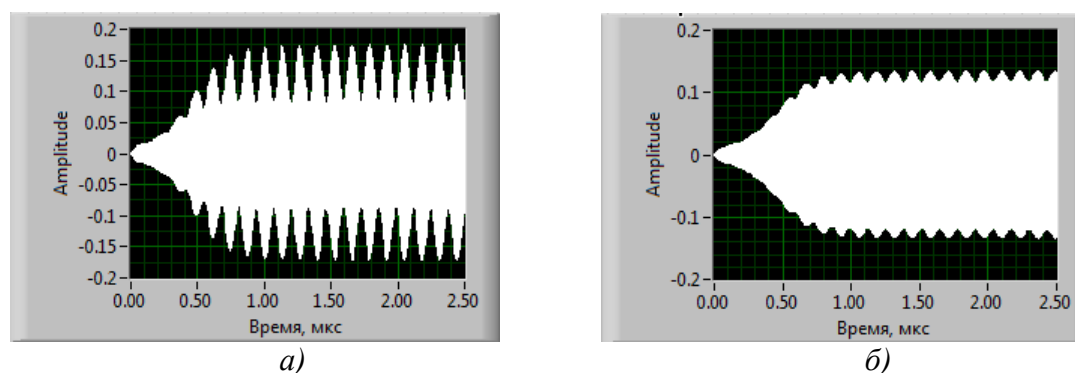
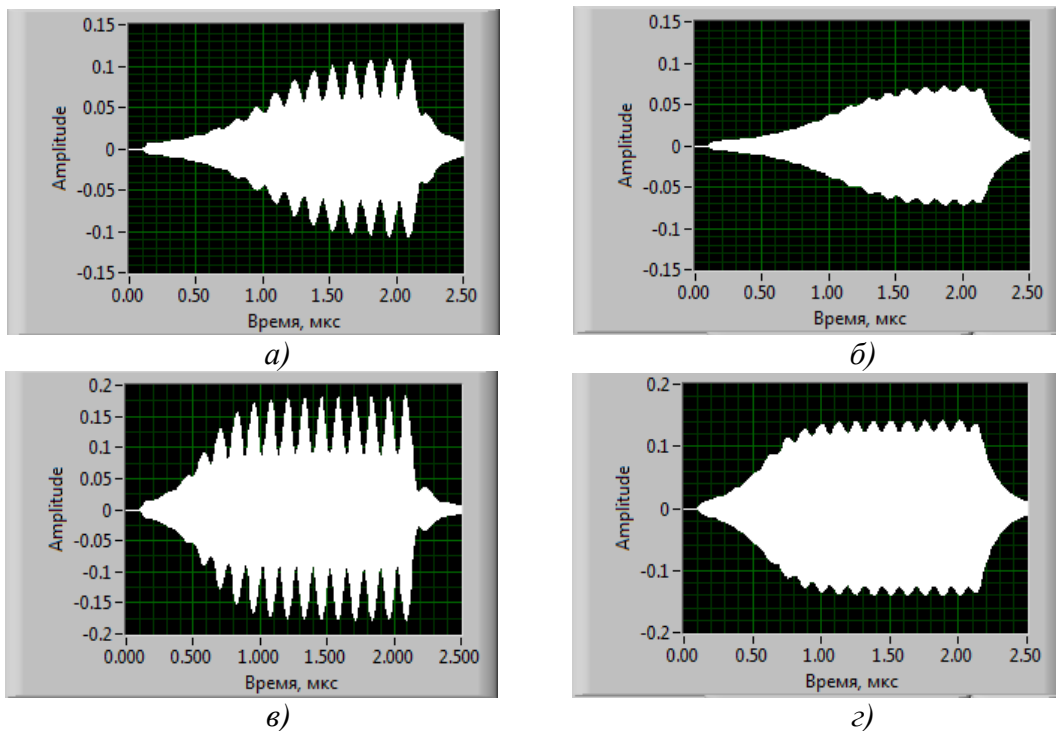


Рис. 10. Осциллограмма колебаний:

а – на частоте субгармоники  $f_1 = 100$  МГц; б — на частоте субгармоники  $f_2 = 200$  МГц.

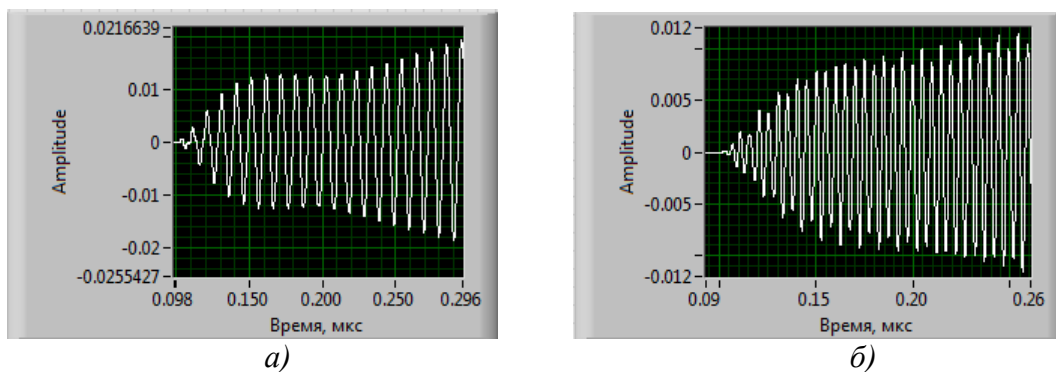
Время установления колебаний  $T_{\text{уст}}$  имеет существенное значение для импульсных систем обнаружения.

На рис. 11 приведены формы ответных сигналов на импульсный ЗС длительностью 2 мкс (в интервале  $0,1 \div 2,1$  мкс) при различных  $U_{зс}^*$ .



**Рис. 11.** Форма ответных сигналов на частотах  $f_1$  (а) и  $f_2$  (б) при  $U_{зс}^* = 0,5$ ; в, г – тоже при  $U_{зс}^* = 1$

Существенное сокращение длительности переднего фронта импульсов ОС наблюдается в случае применения синхронизации ОС путем передачи дополнительных СС в виде синхронизирующих импульсов, длительность которых и расположение относительно ЗС определяется закономерностями процесса нарастания ОС в контурах на частотах  $f_1$  и  $f_2$  рис. 12.



**Рис. 12.** Начальный этап установления колебаний:  
а – на частоте  $f_1$ ; б – на частоте  $f_2$

Из представленных осциллограмм следует, что начальный период процесса нарастания ОС условно можно разделить на три этапа. На первом этапе  $t_1$  (интервал  $0,1 \div 0,15$  мкс) происходит "линейное" нарастание амплитуды колебаний в контуре, определяемое его характерным временем. Второй этап  $t_2$  (интервал  $0,15 \div 0,2$  мкс) соответствует квазистационарному состоянию, когда амплитуда колебаний практически не изменяется. И на третьем этапе  $t_3 > t_2$  (интервал  $> 0,2$  мкс) начинается интенсивное взаимодействие колебаний на частотах  $f_1$  и  $f_2$  путем обмена энергией [4], и колебания быстро достигают своей стационарной амплитуды.



Таким образом, для подготовки контуров к генерации импульсов ОС на частотах  $f_1$  и  $f_2$  путем передачи СС на частоте  $f_1$  или  $f_2$  целесообразно совместить передние фронты импульсов ЗС и СС и ограничить длительность СС временем  $t_1+t_2$ . Например, на рис. 6 длительность импульсов синхронизации должна лежать в пределах  $0,05 < \tau_{cc} \leq 0,1$  мкс. При уменьшении длительности СС ( $\tau_{cc} < 0,05$  мкс) эффективность (влияние на форму ОС) синхронизации резко снижается, а увеличение ( $\tau_{cc} > 0,1$  мкс) приводит к неоправданному увеличению длительности зондирующей посылки.

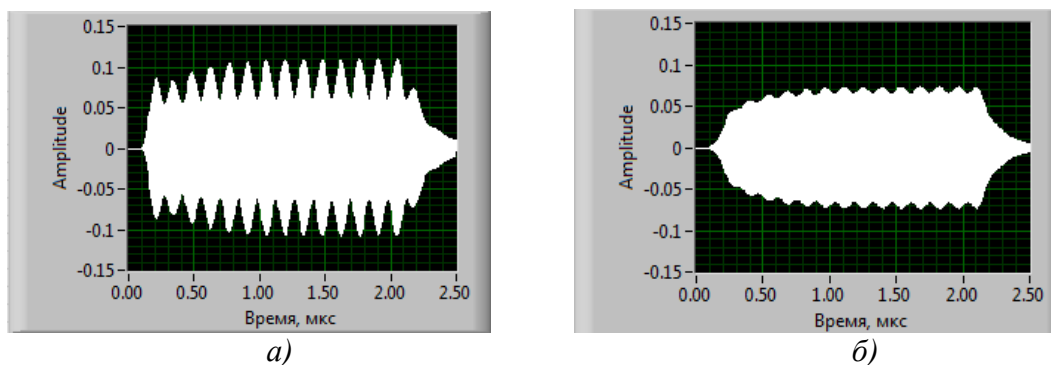


Рис. 13. Форма ОС на частотах  $f_1$  (а) и  $f_2$  (б) при  $U_{zc}^* = 0,5$ , синхронизированных СС на частоте  $f_1$

На рис. 13 и рис. 14 представлены ответные сигналы, получаемые при совместном действии ЗС и СС длительностью  $\tau_{cc} = 0,1$  мкс, передаваемых на частоте  $f_1$  либо на частоте  $f_2$ .

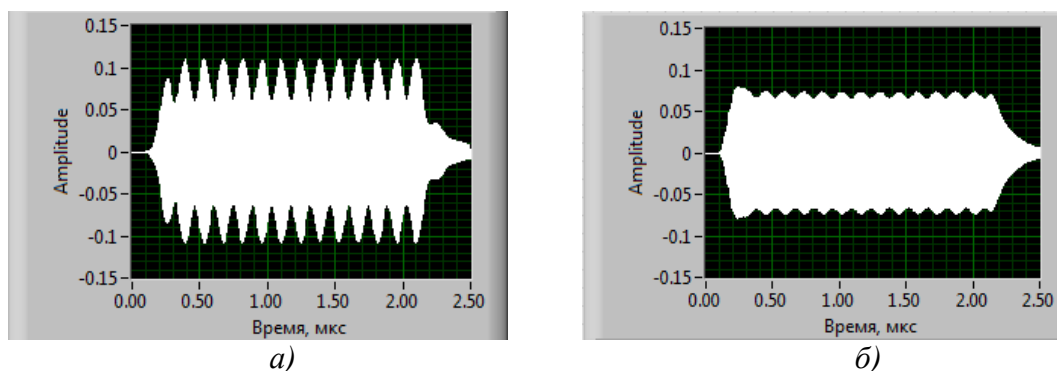


Рис. 14. Форма ответных сигналов на частотах  $f_1$  (а) и  $f_2$  (б), синхронизированных СС на частоте  $f_2$ , при  $U_{zc}^* = 0,5$

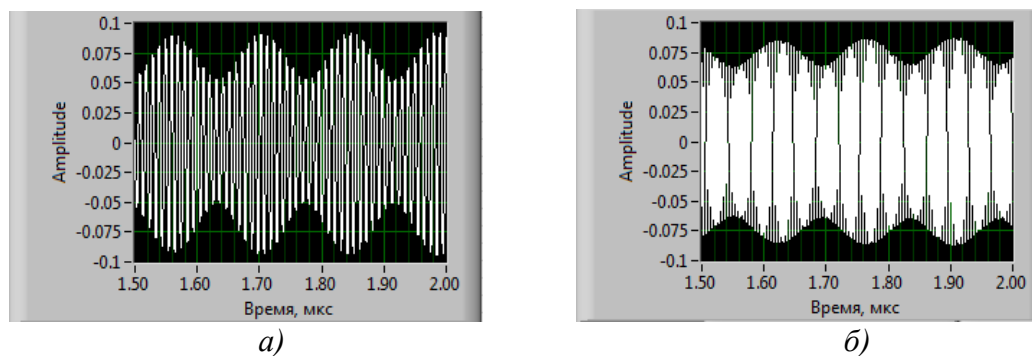


Рис. 9. Автомодаляция ОС на частоте  $f_1$  (а) и частоте  $f_2$  (б)

Из представленных осциллограмм следует, что сигнал синхронизации может быть передан на любой из частот  $f_1$  или  $f_2$ . При этом длительность передних фронтов ответных сиг-

налов составляет  $\tau_{\phi} = (1,0 \div 1,5)\tau_{cc}$ . Минимальное значение соответствует случаю, когда частоты СС и ОС совпадают.

На всех приведенных осциллограммах наблюдается амплитудная автомодуляция ОС как на частоте  $f_1$ , так и  $f_2$ . На рис. 9 приведены фрагменты ОС во временном интервале  $1,5 \div 2,0$  мкс.

На основе численного решения дифференциальных уравнений ПР выяснить причины возникновения подобной модуляции практически невозможно. Однако, как следует из рис.9, на  $f_1$  и  $f_2$  колебания амплитуды ОС происходят противофазно друг другу, поэтому можно предположить, что эти колебания связаны с обменом энергии между контурами. Такое предположение совпадает с результатами исследования параметрических радиопередатчиков на основе теории устойчивости [6].

### Выводы

1. Возможны две конструктивные разновидности параметрических рассеивателей, нагруженных на параметрические генераторы с двумя степенями свободы: параметрический рассеиватель с резонансной цепью накачки и двухчастотный параметрический рассеиватель.

2. Формирование ответного сигнала и в параметрическом рассеивателе с резонансной цепью накачки и в двухчастотном параметрическом рассеивателе сопряжены с процессами обмена энергии между входящими в их состав электрическими контурами.

3. В состав импульсных запросных сигналов, с целью уменьшения времени переходных процессов при возбуждении ОС в параметрическом рассеивателе с резонансной цепью накачки или в двухчастотном параметрическом рассеивателе, целесообразно, кроме радиоимпульса сигнала накачки, включать радиоимпульс синхронизирующего сигнала.

### Библиографический список

1. Горбачев, П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, создающий субгармоники // Радиотехника и электроника. 1999. №10. Т. 44. С. 1164–1167.
2. Литвинов, А.М. Радиокomплекс розыска маркеров // Патент РФ С1 2108596 RU. Заявл. 11.10.1994.
3. Ларцов, С.В. Зондирующий сигнал для обнаружения параметрических рассеивателей // Радиотехника. 2000. № 5. С. 8–12.
4. Каплан, А.Е. Параметрические генераторы и делители частоты / А.Е. Каплан, Ю.А. Кравцов, В.А. Рылов. – М.: Сов. радио, 1966. – 182 с.
5. Бабанов, Н.Ю. О когерентном накоплении при приеме сигналов от параметрических рассеивателей // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. 2011. №6. Ч. 1. С. 82–92.
6. Бирюк, Н.Д. Основы теории параметрических радиопередатчиков / Н.Д. Бирюк, В.В. Юргелас. – Воронеж: Издательско-полиграфический центр ВГУ, 2012. – 127 с.
7. Бабанов, Н.Ю. Моделирование процессов переизлучения на частоте половинной субгармоники сигнала накачки в одноконтурном параметрическом рассеивателе / Н.Ю. Бабанов [и др.] // Радиофизика. 2015. №2. С. 17–23.

Дата поступления  
в редакцию 12.02.2015

**N.Iu. Babanov, A.A. Kulikov, S.V. Lartsov, V.P. Samarin**

### APPLICATION LFM-RADIOIMPULSES FOR SEARCH PARAMETRIC SCATTERERS

Nizhny Novgorod state technical university n.a. R.E. Alexeev

A possibility of using an LFM signal in parametric scatterers search systems is studied. Results of a machine experiment are demonstrated.

*Key words:* parametric scatterers, LFM radiopulses, subharmonics.