

вероятность принятия ошибочных решений в зависимости от типа нормирования. Наиболее оптимальным видом первоначального преобразования является нормирование по матожиданию с последующим центрированием.

Таблица 2. Параметры качества прогнозирования

Характеристика (при оптимальном пороге)	Метод прогнозирования								
	Регрессионные модели			МДФ			МДФ		
	тип преобразования								
	норм. по МО	норм. по D	норм. и центр.	норм. по МО	норм. по D	норм. и центр.	норм. по МО	норм. по D	норм. и центр.
$P_{ош}$	0,04	0,03	0,025	0,01	0,03	0,02	0,025	0,08	0,02
$P_{и}$	0,3	0,25	0,24	0,1	0,15	0,16	0,3	0,25	0,24
$P_{н}$	0,09	0,1	0,08	0,06	0,08	0,1	0,09	0,1	0,08
$M_{ош}$	$3,7 \cdot 10^{-15}$	$1,7 \cdot 10^{-13}$	$2,1 \cdot 10^{-10}$	$2,3 \cdot 10^{-5}$	$3,1 \cdot 10^{-7}$	$2,6 \cdot 10^{-7}$	$4,8 \cdot 10^{-12}$	$5,1 \cdot 10^{-11}$	$3,5 \cdot 10^{-10}$
$D_{ош}$	10,33	14,3	12,05	8,7	7,3	6,05	9,7	5,3	7,05

## ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ УРОВНЯ НЕЖЕЛАТЕЛЬНЫХ КОМБИНАЦИОННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ИНФРАДИННОГО ТИПА

А.П. Сонин  
ФГУП НИИ «Экран», г. Самара

Блоки и узлы преобразования частоты (переноса спектра преобразовываемого сигнала на другую частоту) являются неотъемлемой частью практически всех современных радиоэлектронных средств (РЭС) поэтому проблемы, связанные с их проектированием достижимыми характеристиками, оценкой качества, являются весьма актуальными. Обязательной частью преобразователя частоты является смеситель, представляющий собой нелинейный элемент, на который подаются входной

преобразовываемый по частоте сигнал (с частотой  $f_c$ ) и сигнал опорного гетеродина (с частотой  $f_r$ ). На выходе смесителя образуется сигнал, содержащий не только полезную составляющую (как правило, с частотой  $f_{\text{вых}} = |f_c - f_r|$ ), но и нежелательные комбинационные составляющие (КС) с частотами  $f_{\text{вых}} = |m \cdot f_c \pm n \cdot f_r|$ , где  $m, n = 1, 2, 3, \dots$ , обусловленные взаимодействием гармоник входного сигнала и сигнала гетеродина на нелинейности смесителя. Нежелательные составляющие с  $m = 0$  или  $n = 0$  называют гармоническими составляющими соответственно сигнала или гетеродина. В общем случае их можно тоже рассматривать как КС (имеющие индекс  $m = 0$  или  $n = 0$ ). Типовая функциональная схема преобразователя частоты приведена на рис. 1.

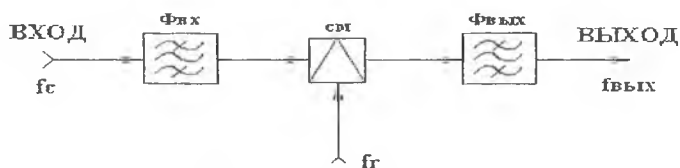


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя частоты

Как правило, преобразователь частоты содержит фильтр  $\Phi_{\text{вых}}$ , включенный на выходе смесителя  $\text{см}$ , который подавляет те нежелательные комбинационные составляющие, которые лежат вне рабочей полосы частот выходного сигнала. Однако те КС, которые попадают в рабочую полосу частот, данным фильтром не могут быть подавлены в принципе. Чем шире относительная полоса частот преобразовываемого сигнала, тем большее количество КС в неё попадает. Поэтому, если при проектировании РЭС связи с узкополосными каналами проблема нежелательных КС не встает, то при проектировании РЭС с широкополосными каналами (радиолокация, широкополосная связь, РПД) проблема нежелательных КС возникает очень часто.

Проблема проектирования преобразователей частоты с низким УКС последовала в работе аналитическими методами, однако в данном источнике не рассматривался вопрос расчёта УКС. Даны лишь рекомендации по выбору соотношений частот, при которых в преобразовываемом сигнале отсутствуют КС с порядком ниже некоторого заданного (например, 5 ... 7). Для разработчика аппаратуры в первую очередь необходимы программы для численного расчёта УКС на ПЭВМ для конкретных вариантов построения преобразователей частоты.

Нежелательные, «паразитные» КС являются серьёзной проблемой при проектировании РЭС различных классов, содержащих в своём составе

хотя бы один преобразователь частоты. Наличие нежелательных КС в преобразованном сигнале приводит к множеству нежелательных эффектов в приёмно-передающей аппаратуре, которые зачастую могут полностью сорвать работу всей радиотехнической системы, или значительно снизить её эффективность.

1. Возникающие при преобразовании входного сигнала РЭС (во входной части тракта) нежелательные КС приводят к:

- ложным срабатываниям обнаружителей входного сигнала в соседних частотных каналах;

- тиражированию (размножению) входных сигналов (РЭС обнаруживает на своём входе в несколько раз большее количество сигналов, чем имеется на самом деле);

- неточности измерения частоты входных сигналов;

- снижению корреляции принятых и обрабатываемых в РЭС сигналов с истинными входными сигналами.

2. Возникновение нежелательных КС при преобразовании сформированного выходного сигнала РЭС имеет следующие последствия:

- тиражирование выходного сигнала РЭС по рабочему диапазону частот;

- потеря выходной мощности полезной составляющей выходного сигнала;

- искажение структуры выходного сигнала и снижение его корреляции с требуемым (идеальным) сигналом;

3. Нежелательные КС, возникающие как во входных, так и в выходных трактах систем связи приводят к искажению информации и помехам соседним частотным каналам.

Поэтому при проектировании РЭС остро встают вопросы оценки уровня нежелательных комбинационных составляющих (УКС), поиска методов его снижения и разработки преобразователей частоты с низким УКС.

В данном докладе приведены результаты работы по разработке численных методов, алгоритмов и программ ПЭВМ для анализа УКС и поиска оптимальных параметров преобразователей частоты. Как наиболее перспективный, исследован преобразователь частоты инфраничного типа, позволяющий снизить УКС до требуемых значений.

Как уже отмечалось, УКС преобразователей частоты тесно связан с относительной шириной канала  $\Delta f_k/f_0$ , где  $\Delta f_k$  – ширина полосы канала,  $f_0$  – несущая (центральная) частота сигнала в канале. Так, нежелательные КС начинают появляться при расширении полосы канала  $\Delta f_k/f_0 > 0.1...0.3$ . Поэтому проблема снижения УКС затрагивает не только преобразователь частоты, но и всё проектируемое РЭС, накладывает определённые требования на его структурное построение. При проектировании (выборе структурного и схемотехнического построения, элементной базы) преобразователей частоты и РЭС в целом как правило рассматривается несколько вариантов построения. Процесс генерации вариантов, чаще всего – эвристический: варианты построения предлагаются на основе имеющегося у разработчика

опыта их построения и некоторых возникающих новых идей. Для снижения УКС ниже требуемого предельного значения необходимо каждый вариант построения подвергать анализу (рассчитывать УКС) и исключить из дальнейшего рассмотрения неудовлетворительные варианты (с УКС, превышающим предельное значение). Поэтому расчёт УКС конкретного варианта построения преобразователя частоты является основной числительной процедурой процесса синтеза оптимального преобразователя частоты.

### Методы расчёта уровня комбинационных составляющих

Можно выделить три основных метода расчёта УКС в преобразователях частоты:

1. Теоретический.
2. Полунаатурный.
3. Натурный.

При первом методе вначале теоретически рассчитываются (для заданного типа смесителя **см**) относительные уровни (относительно полезной составляющей) всех КС, возникающих на выходе смесителя, с индексами  $m$ ,  $n$  от 0 до некоторого выбранного максимального рассматриваемого номера  $m_{\max}$ ,  $n_{\max}$  (например, 10 ...20):

$$m = 1 \dots m_{\max},$$

$$n = 1 \dots n_{\max}.$$

Т.е., расчетным путём формируется матрица (массив) комбинационных составляющих (МКС), в каждой ячейке которой (с индексами  $m$ ,  $n$ ) указан уровень КС с данными индексами. МКС является индивидуальной характеристикой не только смесителей одного типа, но и каждого конкретного смесителя. В общем случае каждый смеситель имеет свою МКС, которая зависит как от типа смесителя, так и от технологичности его изготовления (т.е. от конкретного образца). Затем для каждой КС определяется её ослабление, вносимое выходным фильтром **Фвых**. Далее (суммированием по мощности, выбором максимальной КС, или иначе) определяется критерий качества выходного сигнала. Недостатком данного метода является трудность корректного расчёта уровней всех комбинационных составляющих УКС( $m,n$ ) для конкретного типа смесителя.

Второй метод предполагает знание МКС для анализируемого типа смесителя. МКС на смеситель конкретного типа часто приводится фирмой-изготовителем в его технических характеристиках. В этом случае МКС уже имеется и её расчёт не требуется. Далее, как и при первом методе, рассчитываются частоты всех КС, для каждой определяется ослабление, вносимое выходным фильтром **Фвых**, и вычисляется критерий качества выходного сигнала. Данный метод является наиболее достоверным и применимым, поскольку:

- учитывает реальные значения уровней КС УКС( $m, n$ ), взятые из МКС, приводимой в техническом описании используемого смесителя, или полученные в результате экспериментальных измерений;

- не требует изготовления макета преобразователя частоты и экспериментального измерения уровня присутствующих в выходном сигнале КС.

При использовании третьего метода изготавливается макет преобразователя частоты и при помощи измерительных приборов измеряется уровень присутствующих в выходном сигнале КС. Достоинство данного метода — наибольшая достоверность, недостаток — необходимость изготовления макета и проведения экспериментальных измерений.

Для дальнейшей проработки, алгоритмизации и составления программ для ПЭВМ был выбран второй метод, как наиболее целесообразный.

### Критерии качества выходного сигнала преобразователя частоты

В общем случае в выходном сигнале преобразователя частоты присутствует множество КС различного порядка, число которых (при заданных частоте гетеродина, входной и выходной рабочих полосах частот) зависит от частоты входного сигнала. Т. е. при перестройке частоты входного сигнала спектр выходного сигнала меняется: некоторые КС выходят за выходную рабочую полосу частот и давятся, а вместо них появляются новые с другим индексами (и, соответственно, с другим уровнем). Для оценки качества преобразователя частоты (т.е. качества преобразованного выходного сигнала преобразователя частоты) необходимо сформулировать какой-либо критерий (численный показатель) качества.

В ходе проделанной работы было предложено несколько различных критериев качества выходного сигнала преобразователя частоты.

Относительная мощность максимальный комбинационной составляющей в выходном сигнале (выраженная в безразмерных линейных единицах (разах), либо дБ относительно полезной составляющей). Этот критерий прост, но отражает качество сигнала необъективно: например, у одного преобразователя частоты сигнал содержит одну побочную составляющую с уровнем -10 дБ, а у другого две таких составляющих, но по данному критерию качество обоих преобразователя частоты одинаково. Данный критерий существует для одной фиксированной частоты входного сигнала, т. е., является частным. На рисунках 2а и 2б приведены спектры входного и выходного сигналов преобразователя частоты для различных частот входного сигнала.

Видно, что картина выходного спектра различна для разных частот входного сигнала. При расчёте рассматриваемого критерия для всех частот

исходного рабочего диапазона (при перестройке частоты входного сигнала) получаем график  $L(f_{вх})$  или  $L(f_{вых})$ , где  $f_{вх}$  и  $f_{вых}$  – соответственно частоты входного сигнала и основной полезной гармоники выходного преобразованного сигнала. Поскольку уровень конкретной составляющей при её попадании в выходную полосу не зависит (или слабо зависит) от её частоты, функция  $L(f)$  получается ступенчатой (если АЧХ фильтров принять прямоугольной или учитывать только те составляющие, которые попадают в выходную полосу частот), как показано на рис.3.

За полный критерий можно взять либо максимум полученной функции, либо её интеграл (в этом случае  $K1f(f)$  нужно брать в разгах) по частоте в пределах рабочей полосы. Рассматриваемый критерий можно описать выражениями:

Для частного критерия (на фиксированной частоте):

$$K1f(f) = \max(L_{m,n}), \quad (1)$$

где  $L_{m,n}$  - относительный уровень КС с индексами  $m, n$ ;  
 $m = 0 \dots m_m, n = 0 \dots n_m$ ;

Для полного критерия по максимуму функции:

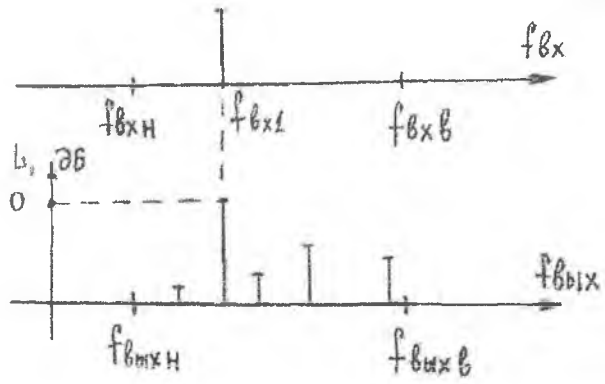
$$K1m = \max(K1f(f)), \quad (2)$$

где  $f = f_{вхн} \dots f_{вхв}$ ;

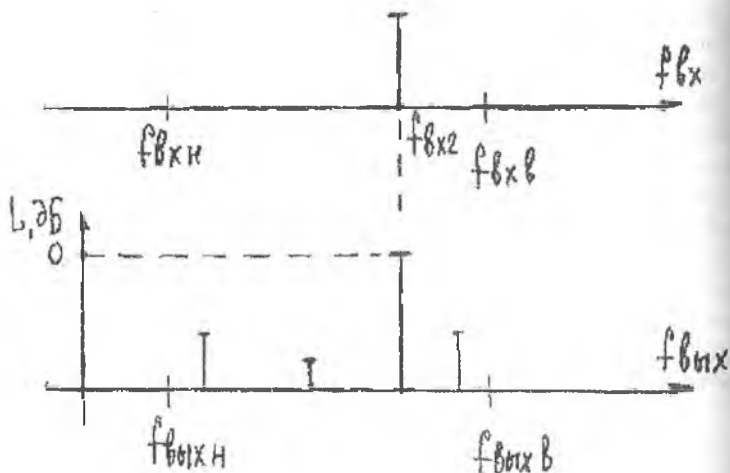
$f_{вхн} \dots f_{вхв}$  – полоса частот входного сигнала;

для интегрального критерия:

$$K1и = \int_{f_{вхн}}^{f_{вхв}} 10^{0.1 \cdot K1f(f)} df, \quad (3)$$



а)



б)

Рис. 2. Спектры входного и выходного сигналов преобразователя частоты для двух различных частот входного сигнала

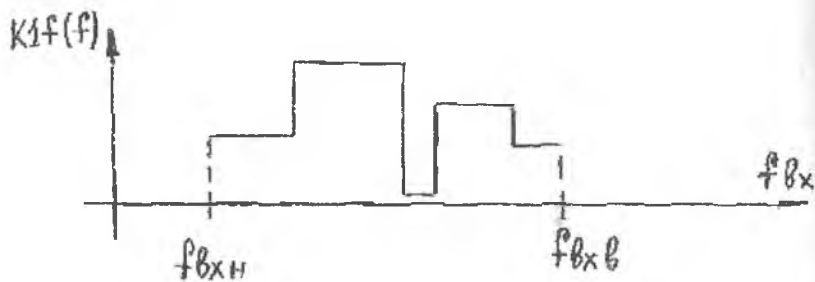


Рис. 3. Зависимость уровня максимальной комбинационной составляющей от частоты входного сигнала

2. Суммарная мощность (выраженная в разгах, либо дБ относительно полезной составляющей) всех комбинационных составляющих, присутствующих в выходном сигнале. Данный критерий также существует для одной фиксированной входной частоты. При вариации частоты также получаем ступенчатую функцию, максимум или интеграл по частоте которой можно принять за полный критерий. Математически это выглядит так:

Для частного критерия (на фиксированной частоте):

$$K_{2f}(f) = \sum_{m=0}^{mm} \left[ \sum_{n=0}^{nm} (P_{m,n} \cdot k(f_{m,n})) \right], \quad (4)$$

где  $k(f_{m,n})$  - АЧХ выходного фильтра  $\Phi_{\text{вых}}$ ;

$P_{m,n}$  - мощность составляющей с индексами  $m, n$ ;

$f_{m,n}$  - частота КС с индексами  $(m, n)$ .

Для полного критерия по максимуму функции:

$$K_{2m} = \max(K_{2f}(f)), \quad (5)$$

где  $f = f_{\text{вхн}} \dots f_{\text{вхв}}$ .

Для интегрального критерия:

$$K_{2и} = \int_{f_{\text{вхн}}}^{f_{\text{вхв}}} K_{2f}(f) df \quad (6)$$

4. Сумма произведений мощностей комбинационных составляющих на полосы их существования в пределах выходной полосы - по всем составляющим, частоты которых попадают в выходную полосу. Выражается в Вт\*Гц или дБ (Вт\*Гц).

Предыдущие два критерия изначально формулировались для одной фиксированной частоты. Для получения полного критерия нам приходилось искать максимум или интегрировать по частоте. Учесть изменение критерия при изменении частоты можно сразу. Рассматриваемый третий критерий описывается выражением:

$$K_3 = \sum_{m=0}^{mm} \sum_{n=0}^{nm} (P_{m,n} \cdot \Delta f_{m,n} \cdot k(f_{m,n})) \quad (7)$$

где  $\Delta f_{m,n}$  - полоса (входной частоты), в которой существует (попадает в выходную полосу) составляющая с индексами  $(m, n)$ .



Подставив (4) в (6), можно показать, что интегральный критерий 2 и критерий 3 - одно и то же, поэтому далее будем их рассматривать как один.

Ещё одним, наиболее наглядным критерием качества преобразователя частоты является матрица присутствующих комбинационных составляющих (МПКС), которая содержит в своих ячейках либо 1 (если КС с индексами  $(m, n)$ , аналогичными рассматриваемой ячейке, имеет достаточно высокий уровень и попадает в динамический диапазон выходного сигнала), либо 0 (если КС не попадает в динамический диапазон).

### **Алгоритмы и программные блоки расчёта критериев качества преобразователей частоты**

В ходе выполнения проделанной работы были составлены алгоритмы и написаны программные блоки для расчёта всех перечисленных критериев качества преобразователей частоты. Алгоритмы расчёта критериев  $K1f(f)$ ,  $K1m$ ,  $K2f(f)$ ,  $K2m$  и матрицы МПКС приведены соответственно на рис. 4, 5, 6, 7, 8. Программные блоки расчёта данных критериев написаны на языке высокого уровня Mathcad2000 и содержатся в листинге программы.

### **Пути снижения уровня комбинационных составляющих в выходном сигнале преобразователей частоты**

Существует три основных пути снижения уровня комбинационных составляющих в выходном сигнале преобразователей частоты:

- построение смесителей по усложнённым схемам, обеспечивающим подавление на своём выходе некоторых или даже всех нежелательных КС (балансные, двойные балансные, тройные балансные, и т. д.) и тщательное их согласование и настройка с целью обеспечения требуемого подавления нежелательных КС;
- выбор наиболее оптимального соотношения частот канала, гетеродина, выходной частоты и ширины полосы канала с целью ухода от КС имеющих высокий уровень;
- поиск и оптимизация структурного построения преобразователей частоты с двойным, тройным, и т.д. преобразованием.

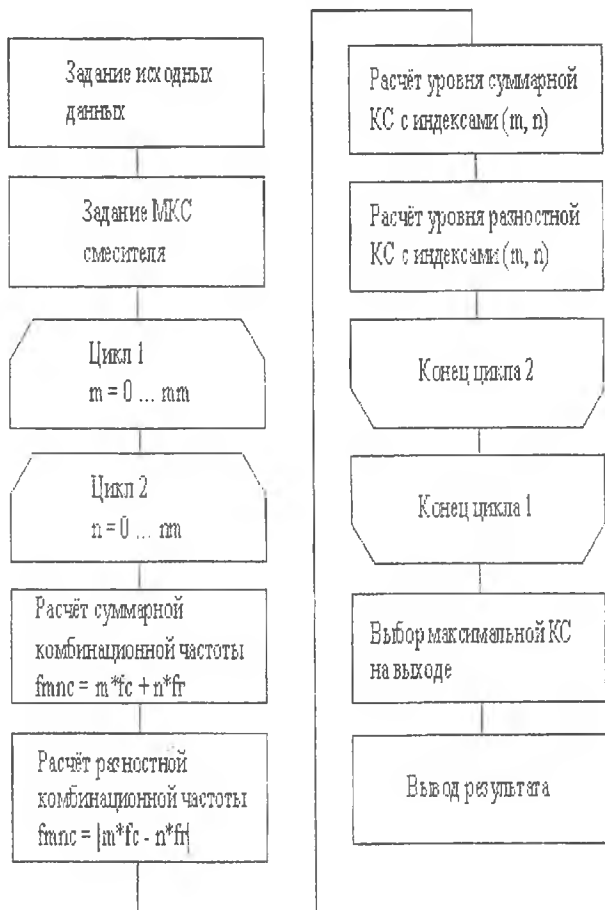


Рис. 4. Алгоритм расчёта критерия  $K1 f(f)$



Рис. 5. Алгоритм расчёта критерия  $K1f$

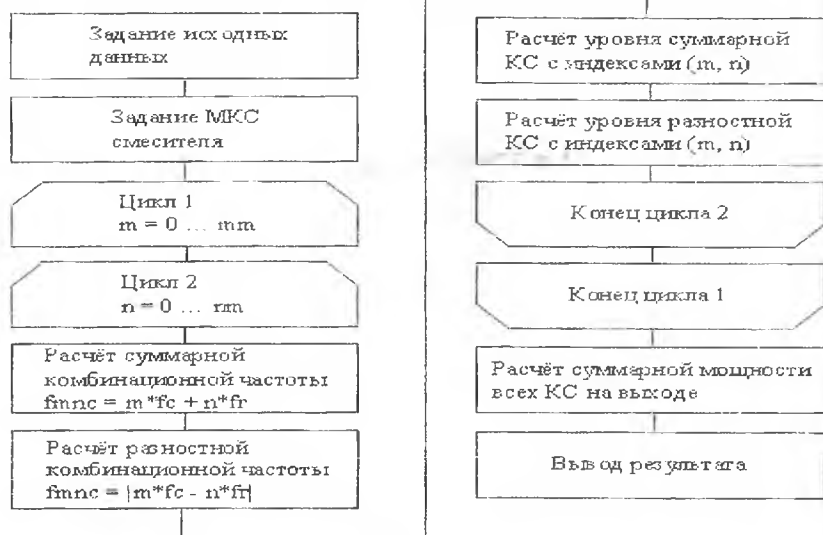


Рис. 6. Алгоритм расчёта критерия  $K2f(f)$

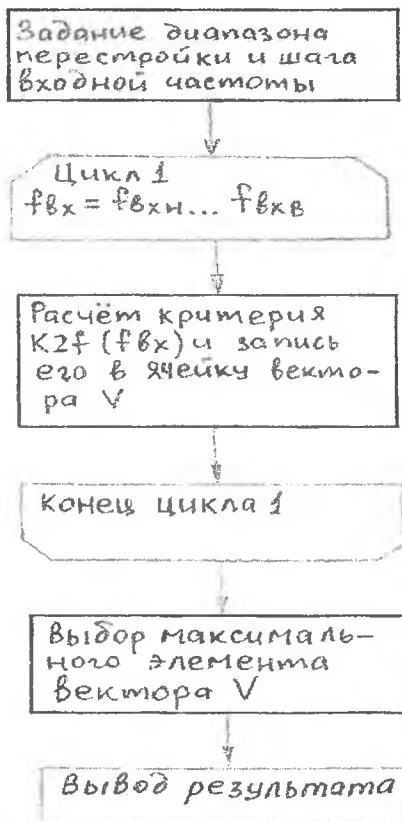


Рис.7. Алгоритм расчёта критерия  $K_{2m}$

Эффективность первого пути определяется наличием необходимого типа смесителей и их качеством. Так, у однодиодного смесителя СВЧ диапазона (5 ... 20 ГГц) при увеличении индекса КС на единицу её уровень уменьшается на 5...9 дБ. Типовая МКС такого смесителя представлена на рис. 9. Зарубежные тройные балансные смесители диапазона частот до 5 ГГц имеют совсем другую МПКС и обеспечивают подавление практически всех нежелательных КС.

Второй путь является более эффективным и надёжным, поскольку позволяет в принципе исключить КС с высоким уровнем. Однако его возможности не безграничны и при относительной ширине канала  $\Delta f_k/f_0 = 0,1 \dots 0,5$  в СВЧ диапазоне трудно получить УКС менее -20 дБ.

Применение многократного преобразования частоты позволяет снизить УКС при достаточно большой относительной ширине канала.

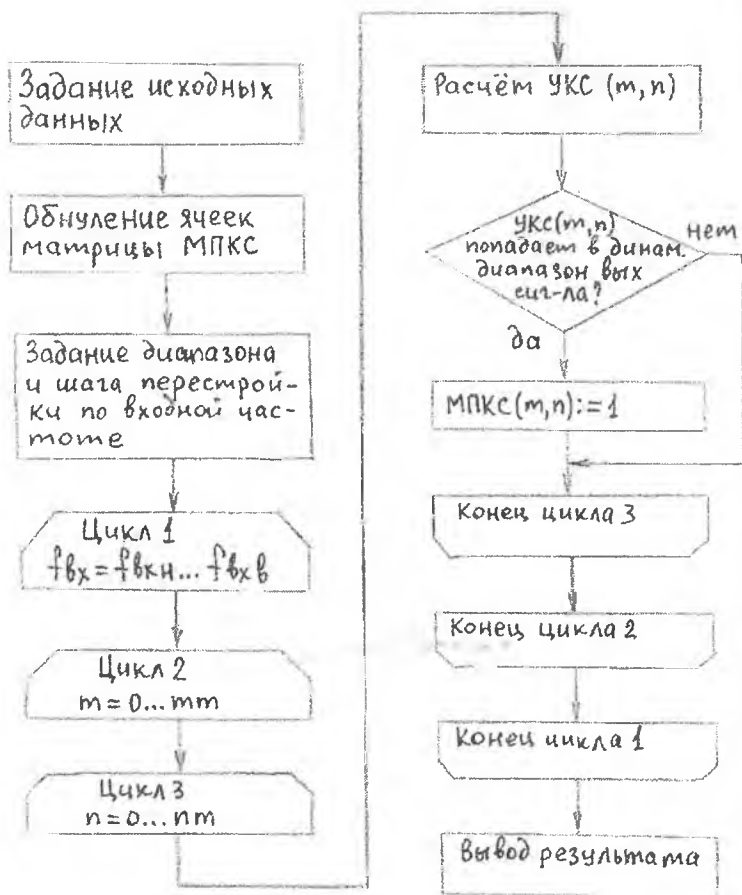


Рис. 8. Алгоритм расчёта матрицы МПКС

	0	1	2	3	4	5	6
0	-1000	18	10	2	-6	-14	-22
1	8	0	-8	-16	-24	-32	-40
2	0	-8	-16	-24	-32	-40	-48
3	-8	-16	-24	-32	-40	-48	-56
4	-16	-24	-32	-40	-48	-56	-64
5	-24	-32	-40	-48	-56	-64	-72
6	-32	-40	-48	-56	-64	-72	-80

Рис. 9. Типовая матрица комбинационных составляющих для однодiodного смесителя

### Преобразователь частоты инфрадиного типа

В настоящее время в связи с освоением производства СВЧ узлов миллиметрового диапазона длин волн (ММДВ) и острой необходимостью снижения УКС при преобразовании частоты сигнала широкого распространение получили преобразователи частоты инфрадиного типа. Функциональная схема такого преобразователя приведена на рис. 10.

Инфрадиный преобразователь содержит канал прямого преобразования, — из рабочего диапазона частот  $f_n \dots f_b$  в базовый  $f_{бн} \dots f_{бв}$ , и канал обратного преобразования, — из базового в рабочий. Преобразование осуществляется через высокую промежуточную частоту (ПЧ), в несколько раз большую частот рабочего диапазона. Первая ступень преобразования частоты инфрадина (прямой канал:  $\Phi 3 - Cм1 - \Phi 4$ ; обратный канал:  $Cм3 - \Phi 6$ ) осуществляет перенос спектра входного сигнала из выбранной полосы рабочего диапазона частот на ПЧ (прямой канал) и обратно, с ПЧ в рабочий диапазон (обратный канал). Вторая ступень преобразования частоты (прямой канал:  $Cм2 - \Phi 5$ ; обратный канал:  $\Phi 7 - Cм4 - \Phi 8$ ) осуществляет перенос спектра сигнала с ПЧ в базовый диапазон (прямой канал) и обратно, из базового диапазона на ПЧ (обратный канал). Гетеродин инфрадиного преобразователя частоты с  $f_{г} \gg (f_n + f_b)/2$ , часто строится на диоде Ганна (Г) (Г).

Зависимость частоты выходного сигнала инфрадина  $f_{б}$  от частоты входного  $f_{вх}$  и частоты синтезатора  $f_{синт}$  определяется выражением:

$$f_{б} = 2 * f_{синт} - f_{вх}.$$

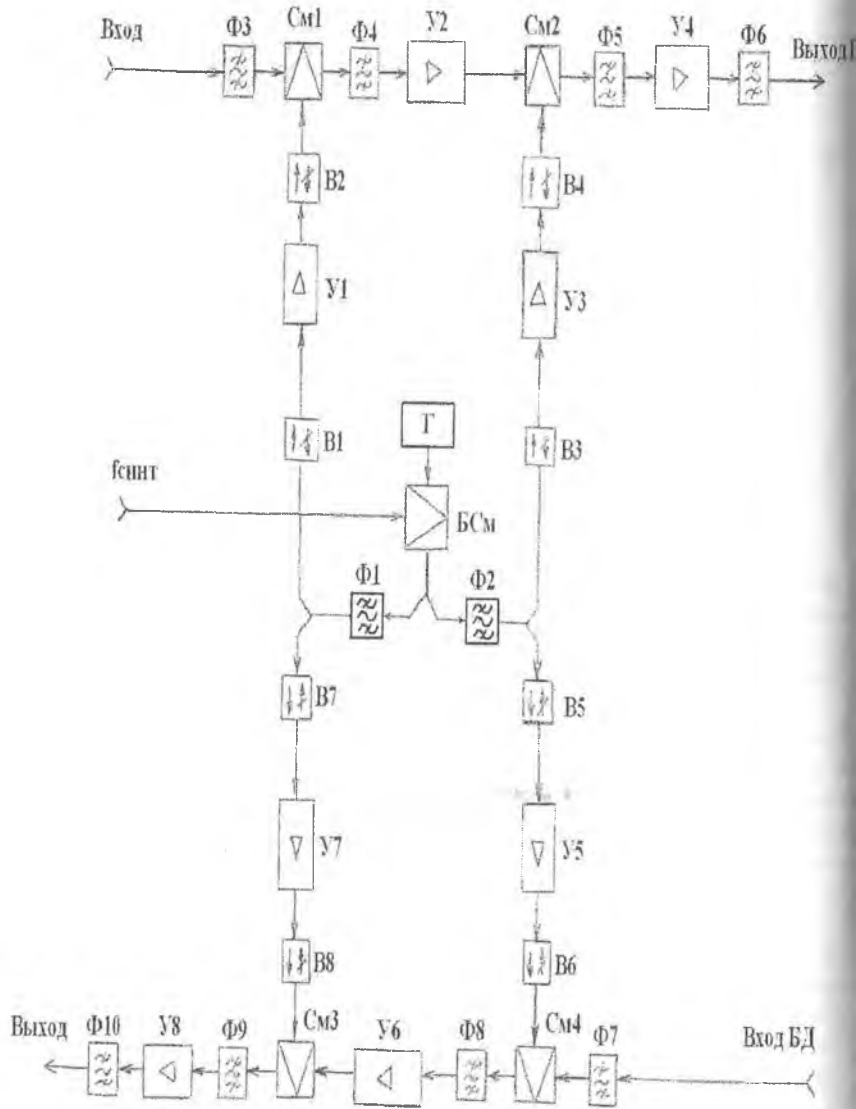


Рис. 10. Функциональная схема преобразователя частоты инфранивного типа

В процессе выполнения проведённой работы исследовался инфрадинный преобразователь с рабочим диапазоном частот 744 ... 1256 МГц и шириной канала 64 МГц. Ставилась задача: определить центральную частоту базового диапазона  $f_{b0}$ , частоту гетеродина инфрадина  $f_r$ , обеспечивающие минимальный УКС, причём частота гетеродина должна быть по возможности меньшей, чтобы обеспечить минимальное отклонение полос фильтров Ф1, Ф2, Ф4, Ф8 от их расчётных значений при изготовлении. Т.е., необходимо было решить задачу оптимизации по двум варьируемым параметрам. Для решения этой задачи с использованием разработанных программ был проведён расчёт УКС для различных сочетаний  $f_r$  и  $f_{b0}$  и построены соответствующие зависимости.

На рис. 11 приведена зависимость УКС в прямом и обратном каналах первой и второй ступеней преобразования частоты от центральной частоты базового диапазона при частоте гетеродина инфрадина 18000 МГц.

На рис. 12 показана та же зависимость для частоты гетеродина инфрадина 8000 МГц.

На рис. 13 приведена зависимость УКС в прямом и обратном каналах первой и второй ступеней преобразования частоты от частоты гетеродина инфрадина при центральной частоте базового диапазона 330 МГц.

На рис. 14 показана та же зависимость для центральной частоте базового диапазона 1000 МГц.

На всех рисунках:

- кривая 1 – для прямого канала первой ступени;
- кривая 2 – для прямого канала второй ступени;
- кривая 3 – для обратного канала второй ступени;
- кривая 4 – для обратного канала первой ступени.

Из графиков видно, что минимальный результирующий УКС определяется уровнем КС в канале прямого преобразования первой ступени (-30 дБ) и одинаков для  $f_{b0} > 820$  МГц (при  $f_r = 18000$  МГц) и  $f_{b0} = 820 \dots 1440$  и  $1550 \dots 1880$  МГц (при  $f_r = 8000$  МГц). При значении центральной частоты базового диапазона  $f_{b0} = 330$  МГц результирующий УКС превышает полезный сигнал независимо от значения  $f_r$  (рисунок 13). При  $f_{b0} = 1000$  МГц результирующий УКС достигает своего минимального значения на частотах свыше 7000 МГц, поэтому повышение  $f_r$  выше 7000...8000 МГц целесообразно.

В результате проведённых расчётов были выбраны следующие оптимальные параметры инфрадинного преобразователя частоты:  $f_{b0} = 1000$  МГц и  $f_r = 8000$  МГц.



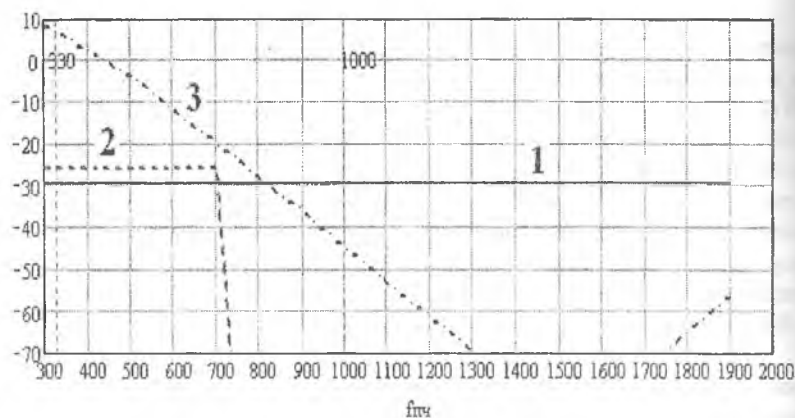


Рис. 11. Зависимость УКС в прямом и обратном каналах первой и второй ступеней преобразования частоты от центральной частоты базового диапазона при частоте гетеродина 18000 МГц

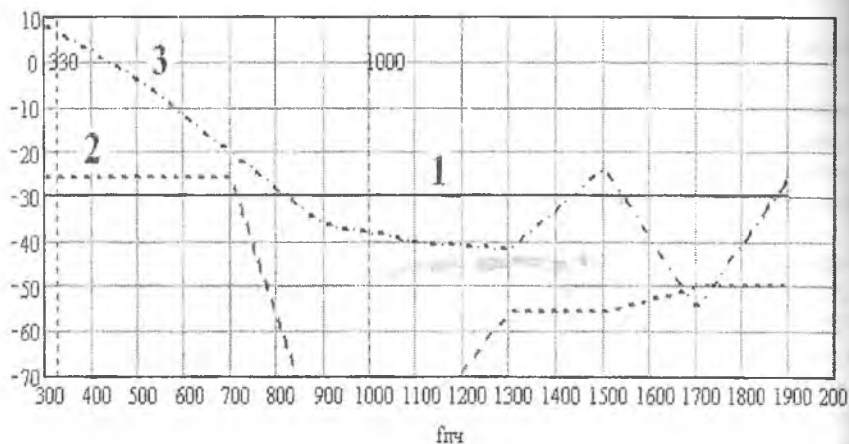


Рис. 12. Зависимость УКС в прямом и обратном каналах первой и второй ступеней преобразования частоты от центральной частоты базового диапазона при частоте гетеродина 8000 МГц

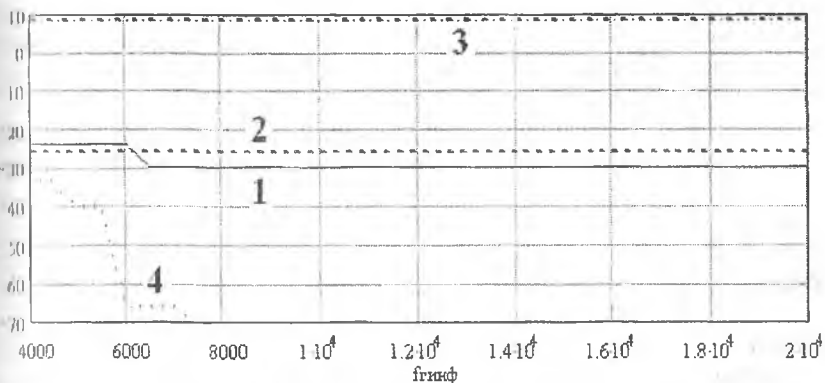


Рис. 13. Зависимость УКС в прямом и обратном каналах первой и второй ступеней преобразования частоты от частоты гетеродина при центральной частоте базового диапазона 330 МГц

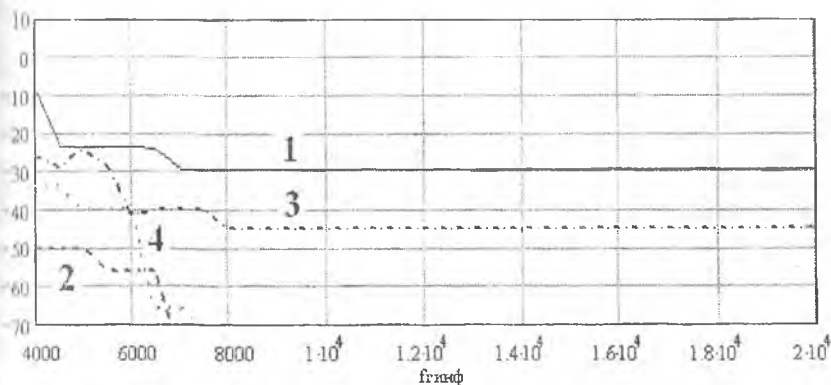


Рис. 14. Зависимость УКС в прямом и обратном каналах первой и второй ступеней преобразования частоты от частоты гетеродина при центральной частоте базового диапазона 1000 МГц

## КЛАССИФИКАЦИЯ КАНАЛОВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ, КАК КАНАЛОВ СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

А.П. Сонин  
ФГУП НИИ «Экран», Самара

Разработка перспективных радиоэлектронных средств (РЭС) на современном этапе развития науки и техники невозможна без предварительного их математического и полунатурного моделирования при