

К. т. н. А. А. ЕФИМЕНКО, В. В. ШАТАЛОВ

Украина, г. Одесса, Нац. политехнический ун-т,  
ООО «Телекарт-Прибор»  
E-mail: `kpra@rtf.ospu.odessa.ua

Дата поступления в редакцию  
12.05 2003 г. — 05.07 2004 г.  
Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО  
(НПП "Сатурн", г. Киев)

## МОДЕЛИРОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ЦЕПЯХ

*Рассмотрены особенности использования низкочастотных соединителей в высокочастотных цепях с учетом влияния перекрестных помех и согласования волнового сопротивления.*

Современная электронная аппаратура (ЭА) характеризуется высокими частотами передаваемых сигналов, большим количеством линий связи и разъемных соединений. Электрические соединители, включаемые в эти линии связи, должны отвечать повышенным требованиям к параметрам, в том числе по постоянству импеданса и защите от перекрестных помех.

Наилучшим образом этим требованиям удовлетворяют коаксиальные соединители. Их применение практически исключает проникновение перекрестных помех из одной сигнальной линии в другую. Однако при большом числе линий связи применение коаксиальных соединителей нетехнологично и ухудшает массогабаритные показатели ЭА.

Применение низкочастотных (НЧ) соединителей, которые технологически эффективнее при использовании, делает линию связи восприимчивой к перекрестным помехам между соседними сигнальными контактами. Вместе с тем НЧ-соединители все же используются и на более высоких частотах, чем это предписано техническими условиями (для большинства из них предельная частота составляет 3 МГц). Это решается в процессе конкретной разработки, и возможность использования НЧ-соединителей подтверждается, как правило, при отладке макетов или опытных образцов.

Некоторые разработчики уже в диапазоне 500—1000 кГц применяют и коаксиальные кабели, и НЧ-соединители — опасаясь необходимости переработки аппаратуры на более поздних стадиях и, соответственно, дополнительных затрат. Но это не значит, что использование НЧ-соединителей не даст нужного результата. Такая подстраховка вызвана тем, что разработчики по разным причинам не используют эффективный инструмент — моделирование.

Цель статьи — показать возможность применения низкочастотных соединителей в высокочастотных цепях и определить схемы включения соединителей, которые позволят использовать их в современной ЭА без ухудшения характеристик аппаратуры.

Используя методику, приведенную в [1], покажем схемы и электрические модели нескольких вариантов включения контактов соединителей (см. **рис. 1**):

а) для одиночного изолированного контакта НЧ-соединителей;

б) для высокочастотных (ВЧ) соединителей (эта модель может применяться для моделирования НЧ-соединителей, когда контакты, расположенные рядом с сигнальным контактом, заземлены);

в) для НЧ-соединителей, когда сигнальные контакты с источником помехи (ИП) и приемником помехи (ПП) находятся рядом;

г), е) для НЧ-соединителей, когда сигнальные контакты с ИП и ПП находятся соответственно через один и через два рядом расположенных контакта;

д), ж) аналогично предыдущим схемам и моделям контакты с ИП и ПП находятся соответственно через один и через два рядом расположенных контакта, но последние соединены с "землей".

Электрические параметры контактов некоторых НЧ- и ВЧ-соединителей для построенных моделей представлены в **табл. 1**.

Моделирование разъемных соединителей проводилось на ПЭВМ с использованием системы схемотехнического моделирования Design Center (PSpice) [2]. Моделирование НЧ-соединителей проводилось по схеме **рис. 1, а**, ВЧ — по схеме **рис. 1, б**.

Для НЧ- и ВЧ-соединителей построены АЧХ и ФЧХ, представленные на **рис. 2** и **3**, соответственно. В качестве нагрузки для ВЧ-соединителей использовался резистор с сопротивлением, равным волновому сопротивлению соединителя  $Z_L$ , а для всех низкочастотных соединителей использовался резистор с сопротивлением 100 Ом.

Из результатов моделирования видно, что АЧХ и ФЧХ НЧ- и ВЧ-соединителей близки, что позволяет предположить возможность использования НЧ-соединителей на высоких частотах порядка 10 МГц. Однако это не является достаточным условием с точки зрения взаимного влияния. Поэтому используя схемы включения контактов в качестве сигнальных, показанные на **рис. 1, в—ж**, проведено моделирование перекрестных помех между этими контактами. Результаты моделирования представлены на **рис. 4—8**.

Анализируя результаты моделирования перекрестных помех, можно сделать вывод о том, что простое

Таблица 1

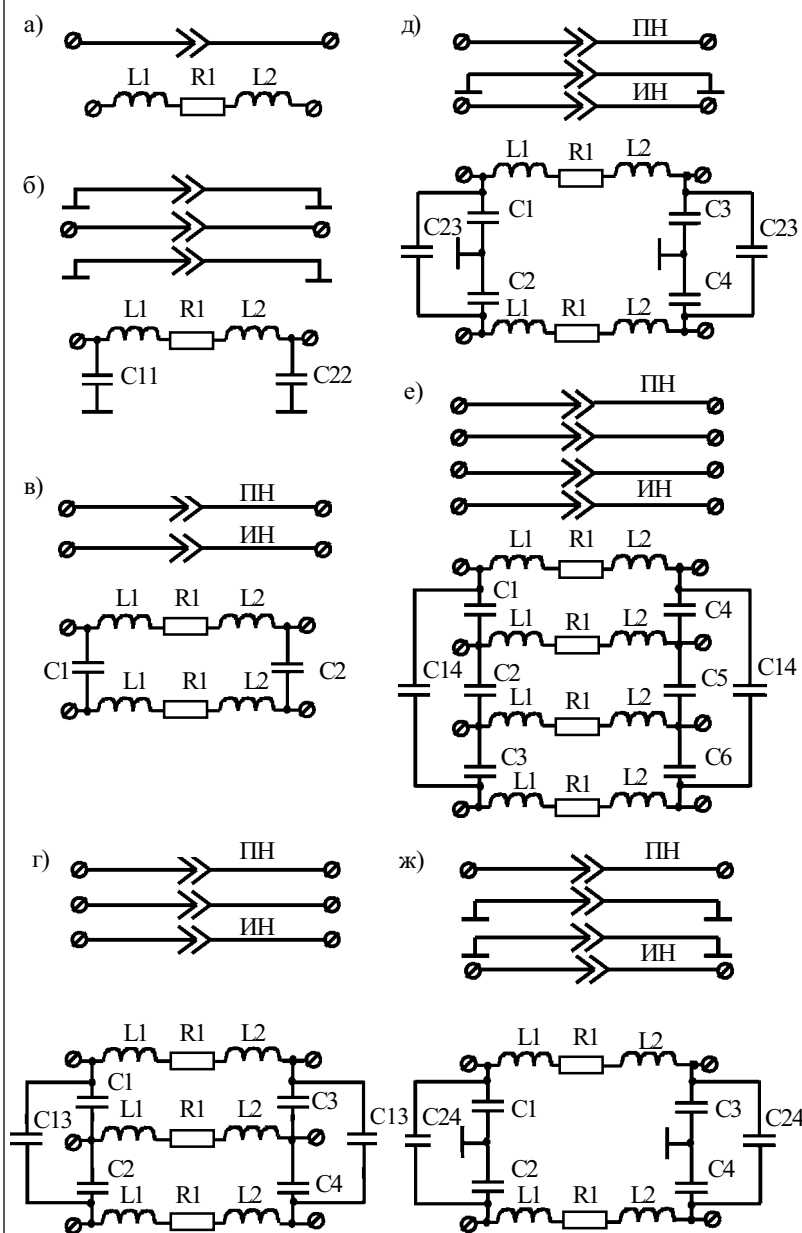


Рис. 1

Тип соединителя	Параметры модели	Значение параметра	Модель		
ТВ (нормированное волновое сопротивление $Z_0 = 75 \text{ Ом}$ )	$R1, \text{ Ом}$	0,01	Рис. 1, б		
	$L1, L2, \text{ нГн}$	25,5			
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,05			
	24-10-1 TGG	$R1, \text{ Ом}$		0,02	
	24-13-1 TGG ( $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ )	$L1, L2, \text{ нГн}$		13	
CP50-163ФВ ( $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ )	$C11, C22, \text{ пФ}$	0,92	Рис. 1, а — ж		
	$R1, \text{ Ом}$	0,03			
РП10-11	$L1, L2, \text{ нГн}$	21,4			
	$R1, \text{ Ом}$	0,028			
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,1			
	$C13, \text{ пФ}$	0,34			
	$C23, \text{ пФ}$	0,13			
	$C14, \text{ пФ}$	0,24			
	$C24, \text{ пФ}$	0,04			
	УЭНП21С	$R1, \text{ Ом}$		0,03	
		$L1, L2, \text{ нГн}$		32	
		$C11, C22, \text{ пФ}$		1,0	
$C1 - C6, \text{ пФ}$		0,5			
$C13, \text{ пФ}$		0,33			
$C23, \text{ пФ}$		0,12			
$C14, \text{ пФ}$		0,23			
$C24, \text{ пФ}$		0,06			
СНП 58	$R1, \text{ Ом}$	0,012			
	$L1, L2, \text{ нГн}$	19			
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,1			
	$C1 - C6, \text{ пФ}$	0,55			
	$C13, \text{ пФ}$	0,24			
	$C23, \text{ пФ}$	0,12			
ГРПМ 1	$R1, \text{ Ом}$	0,019			
	$L1, L2, \text{ нГн}$	29			
	$C11, C22, \text{ пФ}$	1,6			
	$C1 - C6, \text{ пФ}$	0,8			
	$C13, \text{ пФ}$	0,65			
	$C23, \text{ пФ}$	0,15			
	$C14, \text{ пФ}$	0,32			
$C24, \text{ пФ}$	0,06				

увеличение расстояния между сигнальными контактами за счет их использования через один и через два (рис. 5, 6) не дает существенных результатов по снижению перекрестных помех. В то же время заземление пропущенных контактов (рис. 7, 8) приводит к значительному подавлению помех по сравнению со случаем, когда контакты выбраны рядом.

При применении соединителей в цепях, которые можно отнести к длинным линиям, очень важно обеспечить согласование волнового сопротивления соединителя и линии связи во избежание отражений и, вследствие этого, искажений передаваемых сигналов.

Волновое сопротивление исследуемых коаксиальных соединителей можно определить по формуле [3, с.131]

$$Z_L = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \text{ Ом,}$$

где  $\epsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость среды (в нашем случае — материала диэлектрика соединителя);

$D, d$  — диаметры соответственно экранирующего корпуса и центрального контакта.

Для низкочастотных соединителей [3, с. 137]

$$Z_L = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2a}{d} \text{ Ом,}$$

где  $d$  — диаметр выводов соединителя;

$a$  — расстояние между центрами выводов соединителей, образующих линию связи.

Результаты расчета  $Z_L$  приведены в табл. 2.

Таким образом, предложенная методика с достаточной для практики точностью может быть использована для получения заданного значения  $Z_L$  при разработке соединителей. Отклонение волнового сопротивления ВЧ-соединителей не превышает 12%, что может быть вызвано допуском на значение этого параметра и погрешностью расчета.

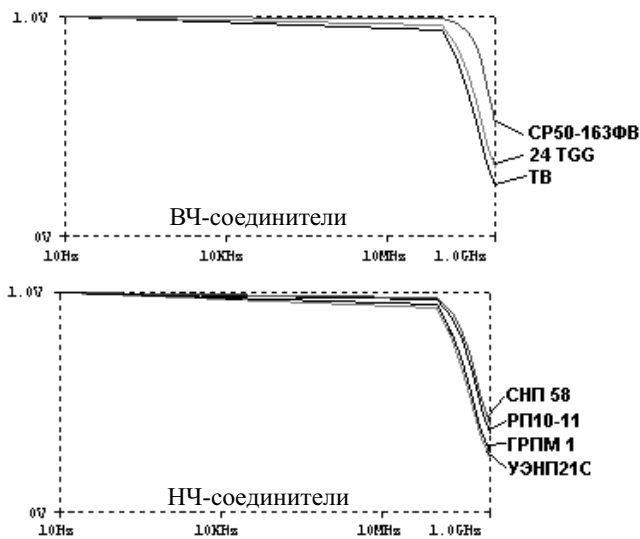


Рис. 2. АЧХ

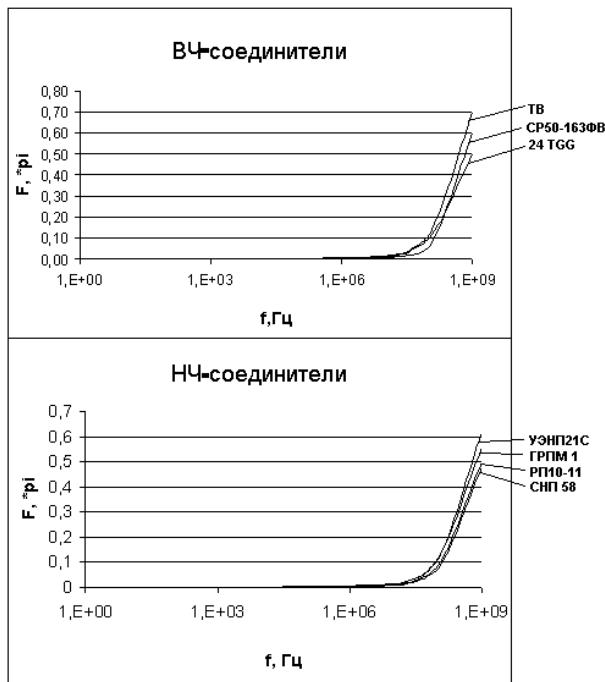


Рис. 3. ФЧХ

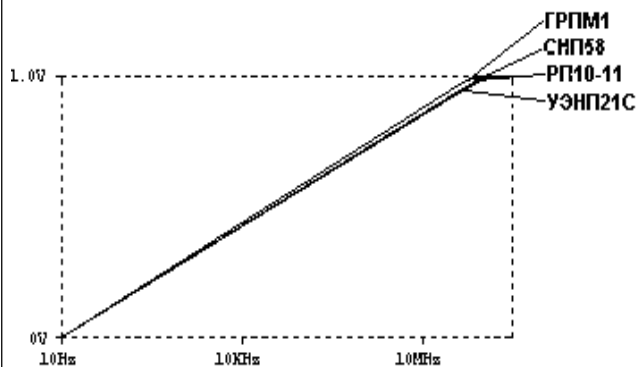


Рис. 4. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, в

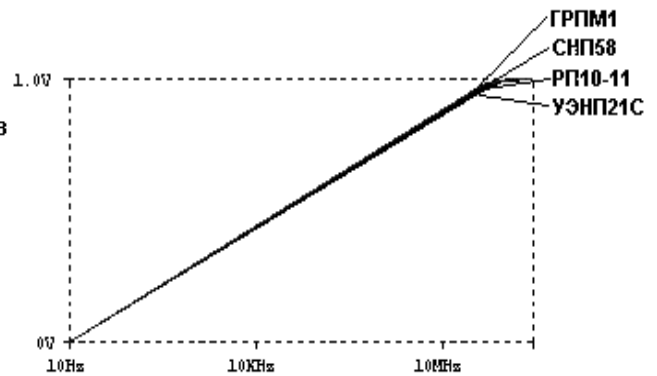


Рис. 5. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, з

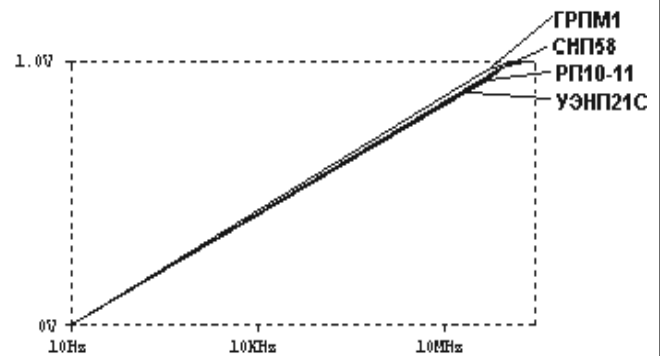


Рис. 6. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, е

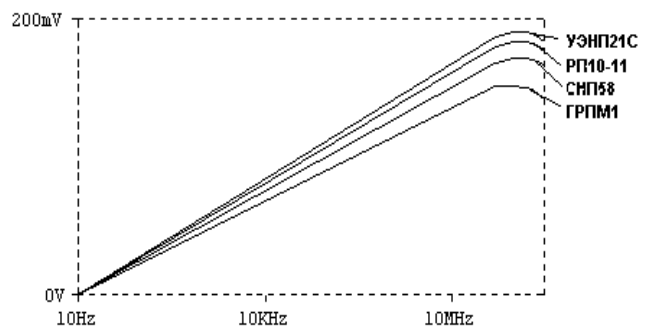


Рис. 7. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, д

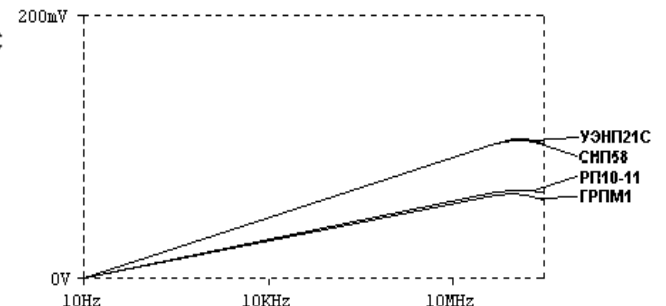


Рис. 8. Результаты моделирования перекрестных помех по схеме рис. 1, ж

Таблица 2

Тип соединителя	$Z_L$ , Ом
ТВ ( $Z_0 = 75$ Ом)	69,3
24-10-1 TGG, 24-13-1 TGG ( $Z_0 = 50$ Ом)	55,9
СР 50-163ФВ ( $Z_0 = 50$ Ом)	51,6
РП10-11	99,2
УЭНП21С	103,2
СНП 58	109
ГРПМ 1	81

Волновые сопротивления НЧ-соединителей можно привести к требуемым значениям путем применения материала изолятора с другой диэлектрической проницаемостью или путем изменения геометрических размеров контактов, а также за счет изменения расстояния между соседними контактами электрического соединителя.

В результате экспериментов было определено, что вилка ВЧ-соединителя имеет волновое сопротивление выше номинального, а розетка — ниже, но при их сочленении волновое сопротивление стремится к номи-

нальной величине, т. е. отклонение  $Z_L$  от номинального значения составных частей компенсируется.

\*\*\*

Основываясь на результатах моделирования, можно сделать вывод, что применение НЧ-соединителей на более высоких частотах, чем это определено техническими условиями, возможно при использовании рассмотренных схем включения, позволяющих снизить влияние перекрестных помех и искажение передаваемых сигналов, а также (в необходимых случаях) при приведении значения волнового сопротивления  $Z_L$  к заданному.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ефименко А. А., Шаталов В. В. Моделирование разъемных контактов в электрических соединениях электронной аппаратуры // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 4—5.— С. 7—10.

2. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design center PSpice.— М.: СК Пресс, 1996.

3. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. Т. 1.— М.-Л.: Гос. энергетическое изд-во, 1960.

К. ф.-м. н. А. Г. ГОЛОВКО

г. Херсон, НПФ «Артур»  
E-mail: argo\_m@ukr.net

Дата поступления в редакцию  
03.02 2004 г.

Оппонент к. ф.-м. н. С. Д. ВОТОРОПИН  
(НИИПП, г. Томск)

## КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ БАРЬЕРАХ

*Подтверждена справедливость установленной ранее закономерности флуктуационных преобразований в электронных приборах с нелинейными вольт-амперными характеристиками.*

Любой процесс переноса зарядов сопровождается флуктуациями электрофизических параметров, в технической литературе обозначаемых как «шумы». Разработчикам электронной аппаратуры важно знать, каким образом будут проявляться флуктуации напряжения в элементах электрической цепи при изменении режимов смещения. Если для омических образцов известно, что для низкочастотных флуктуаций напряжения спектральная плотность  $G_u(f)$  оказывается пропорциональной квадрату силы тока  $I$ , то для образцов с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) такой зависимости в литературе раньше найти было невозможно [1—3]. Тем не менее, она была установлена автором еще в середине семидесятых годов прошлого столетия на основе исследований токовой зависимости флуктуаций в прямосмещенных барьерах Шоттки и  $p$ - $n$ -переходах [4] и использована, например, для создания нового способа измерения тока насыщения барьеров Шоттки и  $p$ - $n$ -переходов [4, 5].

Установленная функция преобразования флуктуаций была описана в нескольких публикациях, например, в [5—8]. Однако в наиболее удобном для восприятия виде она содержится в работах [9, 10]. Ее суть состоит в том, что мгновенная флуктуация электропроводности  $\delta g(t)$ , вызванная мгновенной флуктуацией концентрации носителей зарядов (электронов —  $\delta n(t)$ , дырок —  $\delta p(t)$ ) или (и) их подвижности  $\delta \mu(t)$ , преобразуется во флуктуации падения напряжения  $\delta u(t)$  на образце с нелинейной ВАХ согласно простому соотношению [10, ф-ла (3)]

$$\delta u(t) = \delta g(t) r_d U, \quad (1)$$

где  $r_d$  — дифференциальное сопротивление образца;  
 $U$  — падение напряжения на образце.

Можно применить к флуктуирующим параметрам Фурье-анализ и получить для соответствующих спектральных плотностей соотношение

$$G_u(f) = G_g(f) (r_d U)^2. \quad (2)$$

Для текущих спектров  $S(f)$  это равнозначно соотношению [10]

$$S_u(f) = S_g(f) r_d U. \quad (3)$$

Характер токовой зависимости шумов в соответствии с (3) наглядно демонстрируют графики, приведенные в работе [9]. Для барьеров Шоттки и  $p$ - $n$ -пе-