

## МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ ДЛЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ ФИЛЬТРОВ

**Карнаух В.Я.**

*НДИ телекоммуникаций НТУУ «КПИ»*

*E-mail: its@kpi.ua*

### Calculation method distortion for retuning entrance microwave filters

To consideration simple calculation method distortion for retuning entrance microwave filters. We are use calculation level of nonlinear distortions in nonlinear no inertial electric circuit.

Данная методика опирается на расчет уровней нелинейных искажений в нелинейной без инерционной цепи. Это значительно упрощает анализ и позволяет достаточно просто и эффективно оценить динамический диапазон перестраиваемого микроволнового фильтра. При этом, как показывает практика, погрешности достигают 5...10 %, поскольку изначально фильтры проектируются для работы в достаточно малом нелинейном режиме работы.

Задачу предлагается решать в три этапа:

а) Определить уровень переменного напряжения на варикапах в рабочем режиме или лучше в режиме при передаче повышенной мощности через фильтр, например - 0 дБм. При этом будут точнее определены характеристики линейности фильтра, поскольку продукты нелинейных преобразований будут не бесконечно малы, и на результат не существенно будут влиять погрешности расчетов.

б) Аппроксимировать нелинейную вольт-фарадную характеристику переменной емкости фильтра степенным полиномом в рабочей точке и рассчитать уровни продуктов нелинейных преобразований сигнала при уровне входного сигнала, оговоренном выше. При этом для расчетов выбран однотональный метод, поскольку продукты преобразований вычисляются непосредственно на нелинейном элементе и влияние амплитудно-частотных характеристик фильтра можно не учитывать, в отличие от реальных измерений на аппаратных средствах, где нельзя обойтись без двотонального метода.

в) Вычислить характеристики линейности перестраиваемого фильтра.

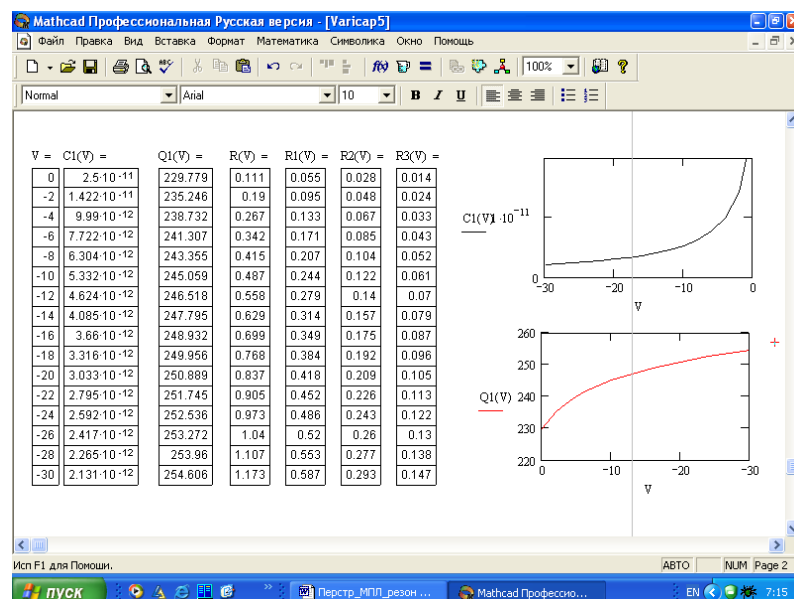


Рис. 1 Результаты моделирования варикапа BB535 фирмы Siemens

Перестройка МПЛ резонатора осуществляется варикапом, который управляется постоянным напряжением в диапазоне -20...-27 Вольт. Был выбран варикап ВВ535 фирмы Simens, аналог KB123A.

Основными справочными данными для этого варикапа:

Сд min pF	Сд max pF	U обр В	Qo	Робр max мВт	Юбр max нА	Uобр max В	Кс min	Кс max
2.6	3.8	25	250	0.3	50	28	4.0	6.8

Используя программу Mathcad, была создана модель варикапа и рассчитаны его основные параметры при изменении на нем напряжения  $V$  в диапазоне от 0 до -30 В: Результаты моделирования варикапа представлены на рис. 1, где:  $C1(V)$  – емкость варикапа в пФ,  $Q1(V)$  – добротность варикапа, и схема замещения в виде емкости  $C1(V)$  с последовательным сопротивлением на разных частотах: 250 МГц -  $R(V)$ , 500 МГц -  $R1(V)$ , 1ГГц -  $R2(V)$ , 2ГГц -  $R3(V)$  – все сопротивления в Ом.

Параметры фильтра из результатов исследований [1]:  $f_0=2400$  МГц,  $\Pi_0=1.2$  дБ – при уровне пульсаций 0.5 дБ,  $BW=75$  МГц. По приведенной в этой статье методике расчета была рассчитана собственная добротность резонаторов  $Q_{и}=631$ . Для оценки перестройки емкости варикапа при оптимальной и максимально возможной перестройке в частотном диапазоне фильтра воспользуемся [2] Из этой работы следует, что при отношении волновых сопротивлений ступенчатого микрополоскового резонатора  $m=Z_{в}^{max}/Z_{в}^{min}=3$ , нагруженного на емкость варикапа полоса перестройки фильтра составит  $(\Delta F_{п}/f_0)*100\%=19.4\%$ . При этом относительное изменение емкости составит:  $\chi=C_{max}/C_{min}=2.2$ .

Для обеспечения такого диапазона перестройки емкости, как следует из расчетов по рисунку 6, необходимо перестраивать отрицательное напряжение на варикапе в диапазоне  $U_{д}=-10...-26$  (В), при этом емкость перестраивается в диапазоне  $C_{д}=5.32...2.13$  (пФ). Такой диапазон изменения напряжения на варикапе выбран ближе к предельному напряжению, чтобы обеспечить максимальную добротность варикапа (см. рисунок 6), которая составит в худшем случае  $Q_{д}=245$  при  $U_{д}=-10$  (В),  $C_{д}=5.32$  (пФ). Для этой рабочей точки, как наихудшей точки с точки зрения характеристики линейности фильтра, проведем оценочный расчет нелинейных искажений фильтра.

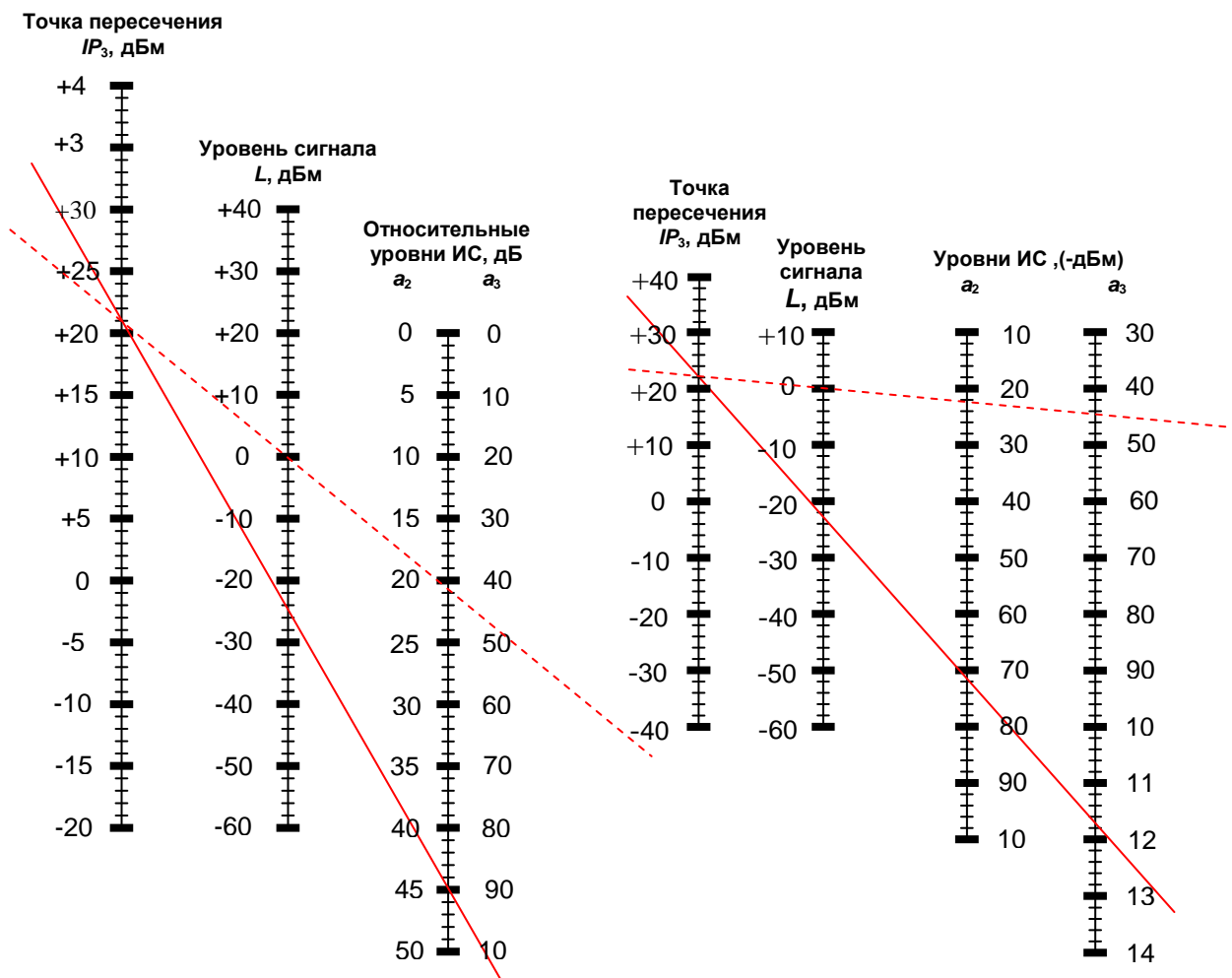
Рассчитаем переменное напряжение на варикапе резонатора согласованного фильтра в случае подводимой мощности сигнала  $P_c=1$  мВт, волновое сопротивление подводимой линии связи  $Z_0=50$  Ом. Соответственно напряжение сигнала на входной линии составит  $U_m=0.316$  В. На указанной частоте  $f_0=2400$  МГц и при  $Q_{и}=631$  входное сопротивление резонатора на резонансной частоте составит  $R_p=7851$  Ом, что потребует коэффициента трансформации для согласования  $n=6.34*10^{-3}$ . Таким образом, на контур трансформируется напряжение  $U_{вх}=2$  мВ. Однако за счет нагруженной добротности контура при условии согласования  $Q_{эп}=Q_{и}/2=315$  амплитуда переменного напряжения на варикапе возрастет до  $U_m=0.635$  В.

Будем предполагать, что переменное напряжение на варикапе гармонического вида и распределено по закону косинуса  $U_{\approx}=U_m \cos \omega t$ . Используем для расчетов аппроксимацию нелинейной емкости в рабочей точке по постоянному току  $U_{д}=-10$  (В) степенным полиномом:  $C(U_{\approx})=C_0+A_1 U_{\approx}+A_2 (U_{\approx})^2+A_3 (U_{\approx})^3$ , где  $C_0$  значение емкости варикапа в рабочей точке  $C_0=C_{д}=5.32$  (пФ). Коэффициенты полинома найдем из разложения нелинейной зависимости представленной на рисунке 6 для выбранной рабочей точки в ряд Тейлора:  $A_1=4.095*10^{-13}$ ,  $A_2=3.211*10^{-14}$ ,  $A_3=2.534*10^{-15}$ .

Тогда найдем нелинейный ток через варикап из соотношения:

$$i_C(t) = \frac{dC(U_{\approx}) * U_{\approx}}{dt} = (C(U_{\approx}) + U_{\approx} \frac{dC(U_{\approx})}{dU_{\approx}}) \frac{dU_{\approx}}{dt}$$

После подстановки значений в выше приведенное соотношение получено:  $i_C(t) = -5096.4*10^{-5} \sin \omega t - 3096.1*10^{-6} \sin 2\omega t - 9.2993*10^{-5} \sin 3\omega t - 3.106*10^{-6} \sin 3\omega t$



Таким образом расчетным путем получены абсолютные уровни интермодуляционных искажений: отношение уровня третьей гармоники к уровню основной составляет коэффициент уровня третьей гармоники  $a_3 = -54.8$  дБ, а отношение уровня второй гармоники к уровню основной составляет коэффициент уровня второй гармоники  $a_2 = -24.3$  дБ.

На практике используются относительные уровни интермодуляционных искажений. Воспользуемся номограммой, построенной на основе данных в [3], которая приведена на рисунке 2. Она позволяет определить один из параметров: уровень входного сигнала, уровень интермодуляционных искажений (второго или третьего порядка) и уровень точки пересечения (соответствующего порядка) по известным двум другим параметрам. Номограмма состоит из двух частей. В правой части приведены абсолютные уровни интермодуляционных искажений в дБм. В левой – их относительные уровни, отсчитываемые от уровня входного сигнала, который в обоих случаях указан в дБм. Поэтому ценность номограммы состоит ещё и в том, что она позволяет произвести быстрый пересчёт относительных уровней интермодуляционных искажений в абсолютный и наоборот.

Если рассчитать точку пересечения  $IP_3$  ( см. рисунок 2 ) за параметром  $a_2$ , то она составит 25 дБм, а за параметром  $a_3$  : 29 дБм.

Таким образом, мы фактически определили динамический диапазон работы микроволнового перестраиваемого фильтра.

Рис. 2 Номограммы для определения относительных уровней интермодуляционных искажений

#### Литература

1. А.В. Захаров, М.Е. Ильченко. Прямая и обратная задачи в теории полосно-пропускающих фильтров с диссипативными потерями. Доповіді НАН України. 2011. №1, с.33-37.
2. А.В. Захаров, М.Е. Ильченко, В.Я. Карнаух, Л.С. Пинчук. Полосковые полосно-пропускающие фильтры со ступенчатыми резонаторами. Известие вузов. Радиоэлектроника. 2011. Том. 54, № 3. Стр. 56-63.
3. Internet: <http://rf.rfglobalnet.com/library/ApplicationNotes/files/1/intercept.htm>.