

S.Grigo (<http://www.grigo-shf.de>):

## “Микрополосковые фильтры с псевдо-эллиптическими характеристиками, полученными с помощью ответвителя между входом и выходом”

### 1.) Введение

В [1] и [2] представлены два конкретных фильтра, где в пути шунтирующей связи с помощью ответвителя получены псевдо-эллиптические характеристики. Продолжая эту идею, автор показывает в этой статье, что с помощью одного ответвителя между входом и выходом фильтра получаем при любом числе контуров ( $n > 1$ ) псевдо-эллиптические характеристики, если между ответвителем и фильтром помещаем отрезки линии с определенной длиной (рис.1).

Длина ( $L$ ) должна быть, например для ширины полосы пропускания  $B = 5\%$ ,  $3/8\lambda$  при чётном  $n$  (кроме  $n = 2$ , тогда нужно  $L = \lambda/8$ ) и  $\lambda/2$  при нечетном  $n$  ( $\lambda$  - длина волн на микрополосковой линии при средней частоте полосы пропускания  $f_0$ ). Степень увеличения крутизны амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), значит и высота минимумов селекции в полосе заграждения, зависит от затухания связи ответвителя ( $a_k$ ).

Если желанный минимум довольно ниже затухания самого фильтра (при той же частоте) то величину  $a_k$  можно грубо определить по формуле

$$\frac{a_k}{[\text{дБ}]} \approx -\frac{|S_{21}|_{\text{min}}}{[\text{дБ}]} + n \quad (1)$$

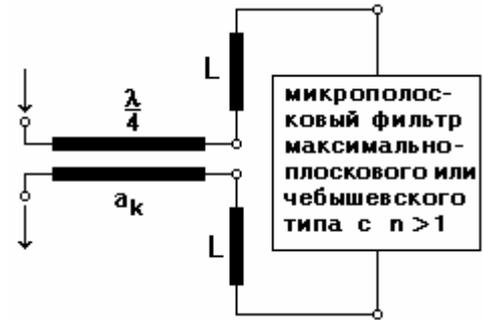
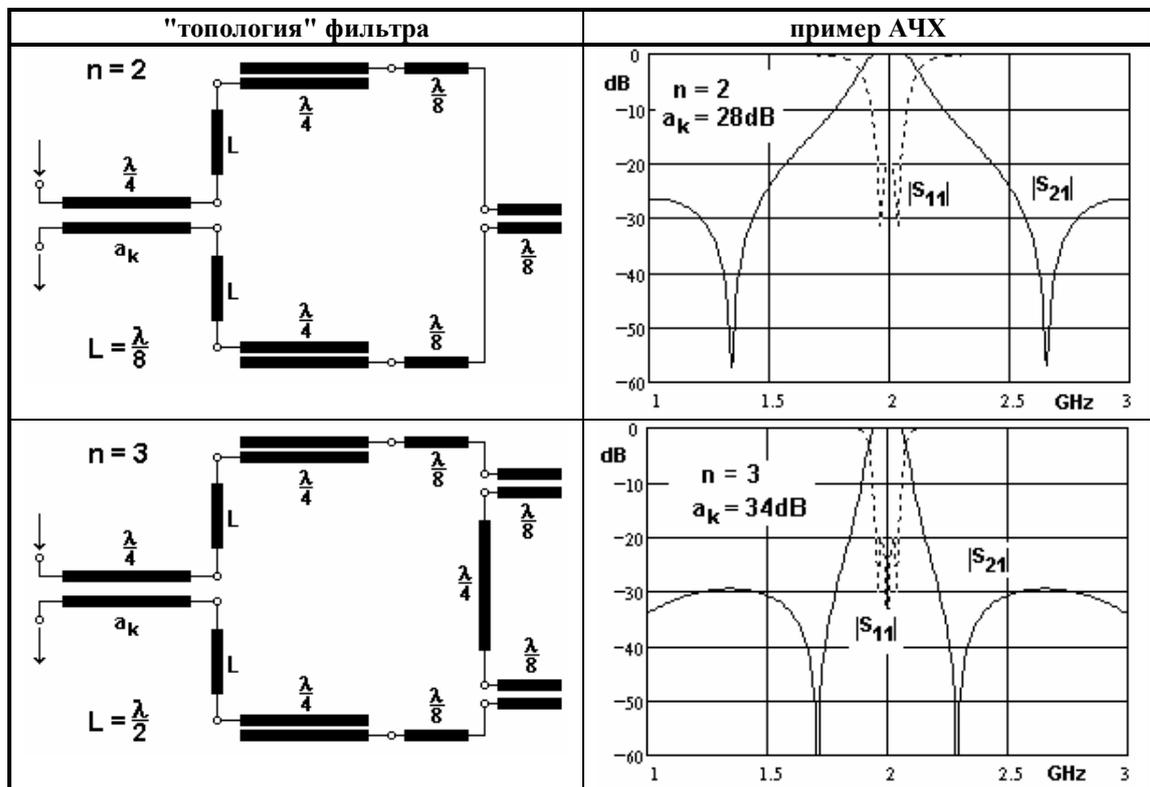


рис.1

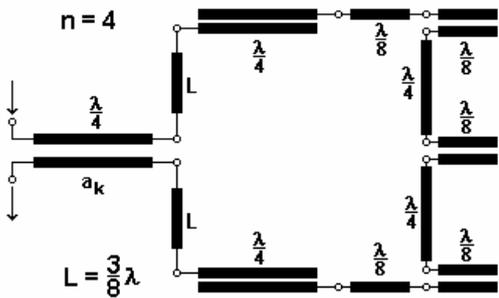
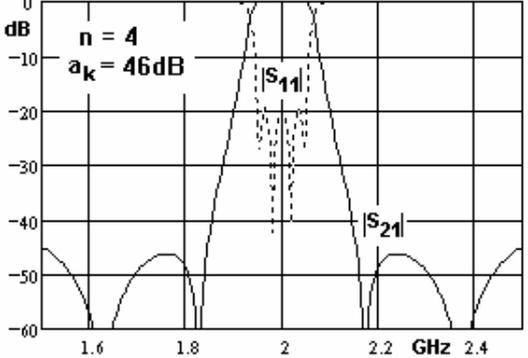
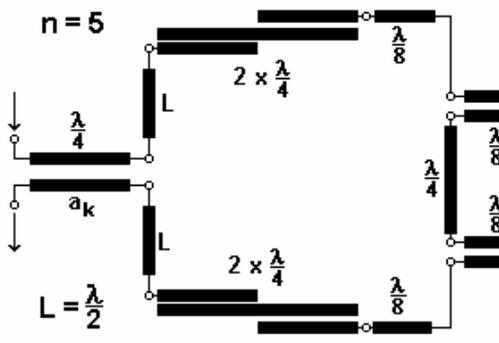
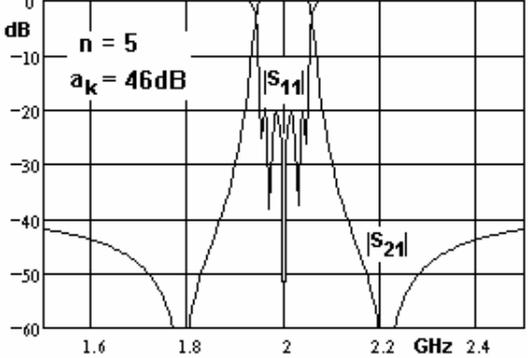
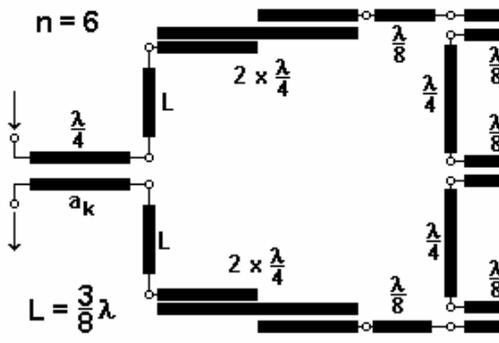
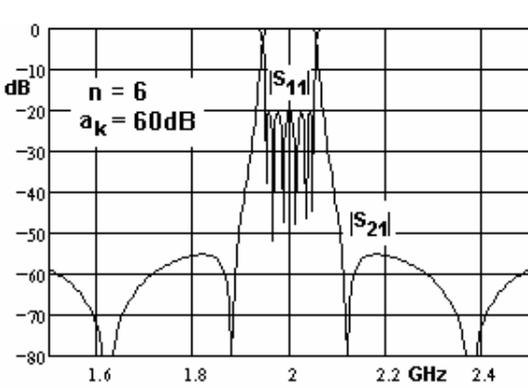
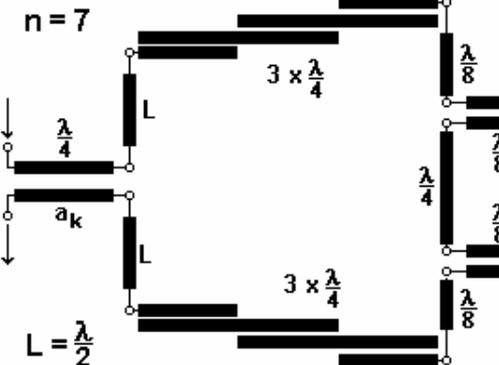
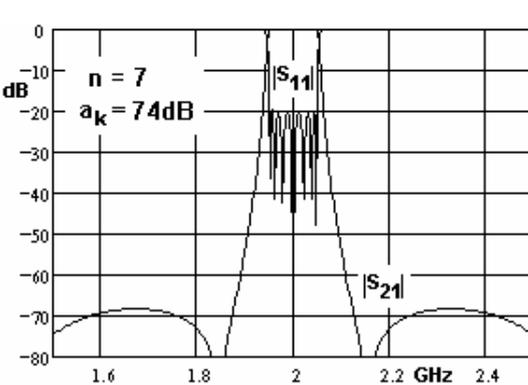
### 2.) "Топология" фильтров

Таб.1 показывает возможные "топологии" фильтров с  $n = 2 \dots 7$  и  $B = 5\%$  на базе параллельно связанных микрополосковых резонаторов и принципиальные формы их АЧХ.

Чтобы конструктивное направление схемы вернуть обратно, надо один или больше отрезков связанных линий реализовать как  $\lambda/8$ -секции [3].



таб.1

топология" фильтра	пример АЧХ
<p><math>n = 4</math></p>  <p><math>L = \frac{3}{8}\lambda</math></p>	 <p><math>n = 4</math> <math>a_k = 46\text{dB}</math></p>
<p><math>n = 5</math></p>  <p><math>L = \frac{\lambda}{2}</math></p>	 <p><math>n = 5</math> <math>a_k = 46\text{dB}</math></p>
<p><math>n = 6</math></p>  <p><math>L = \frac{3}{8}\lambda</math></p>	 <p><math>n = 6</math> <math>a_k = 60\text{dB}</math></p>
<p><math>n = 7</math></p>  <p><math>L = \frac{\lambda}{2}</math></p>	 <p><math>n = 7</math> <math>a_k = 74\text{dB}</math></p>

таб.1 (продолжение)

Надо ещё заметить, что пользование ответвителя не только у отражающих, но также у затухающих фильтров возможно. Как пример для этого, рис.2 показывает "топологию" и АЧХ широкополосно согласующего фильтра с ответвителем на стороне нагрузок (для этого примера принято согласование нагрузочных сопротивлений ( $R_L$ )  $\Gamma_{RL} = -20\text{дБ}$ , чтобы  $S_{11}$  появляется на диаграмме).

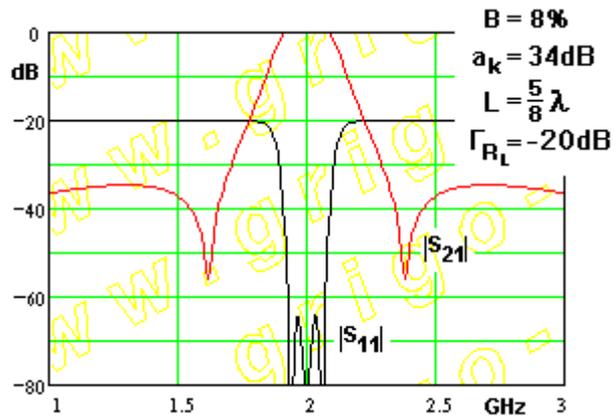
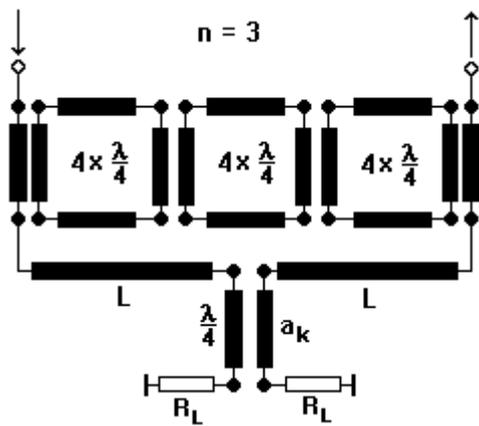


рис.2

### 3.) Свойства фильтров

Период волнистости АЧХ в полосе заграждения зависит от длины  $L$  и от фазовращения фильтром, значит от числа контуров  $n$ . Степень увеличения крутизны АЧХ на флангах фильтра зависит от того, как конкретная ширина  $B$  подходит к этому сценарию. Так может быть, что при определенных величинах  $B$  и  $L$  даже получаем понижения крутизны. Тогда надо выбирать другую  $L$ , если это возможно. Для нечётных  $n$  можно выбирать  $L = 0, \lambda/2, \lambda, \dots$  а для чётных  $n$  величины  $L = \lambda/8, 3/8\lambda, 5/8\lambda, \dots$  Рис.3 демонстрирует выше сказанное. На рис.4 показан эффект при изменении  $a_k$ .

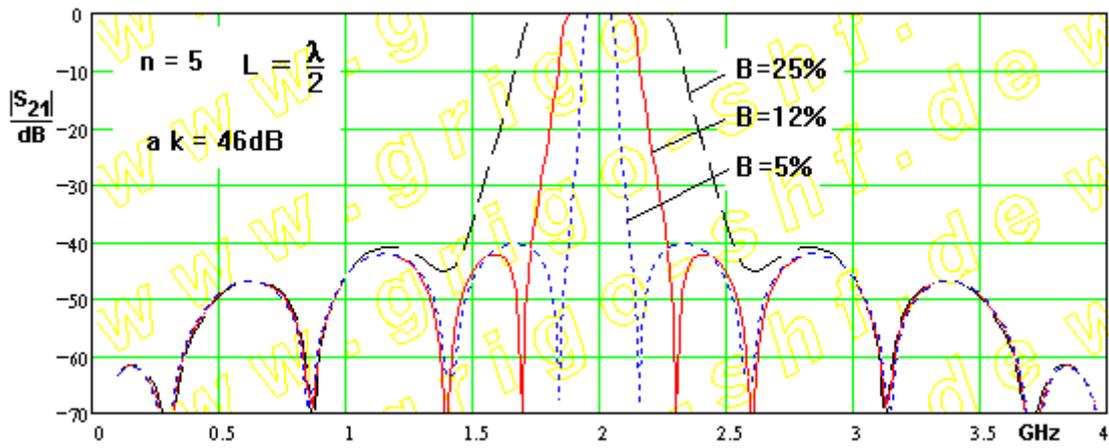


рис.3

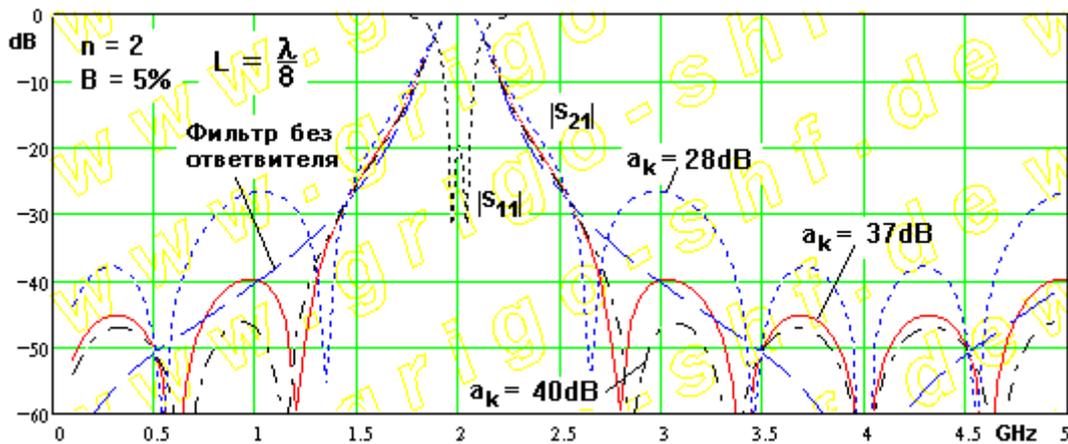


рис.4

При  $B = 25\%$  и  $L = \lambda/2$  получаем не очень убедительную характеристику. Однако, если выбираем  $L = 0$  или  $L = \lambda$ , то получаем максимумы затухания около флангов как и при  $B = 5\%$ , несмотря на вопрос реализуемости или разумности такого фильтра. Эффект изменения  $L$  демонстрируется на рис.5. Выбранные величины  $a_k$  или разрешенные величины  $L$  не меняют характеристику  $S_{11}$  фильтра в полосе пропускания. Также это не действует на дальнюю селекцию фильтра, как это и видно на рис.6. (Фильтры с параллельно связанными резонаторами имеют при  $2f_0$  максимум запыриания и при  $3f_0$  вторую полосу пропускания.)

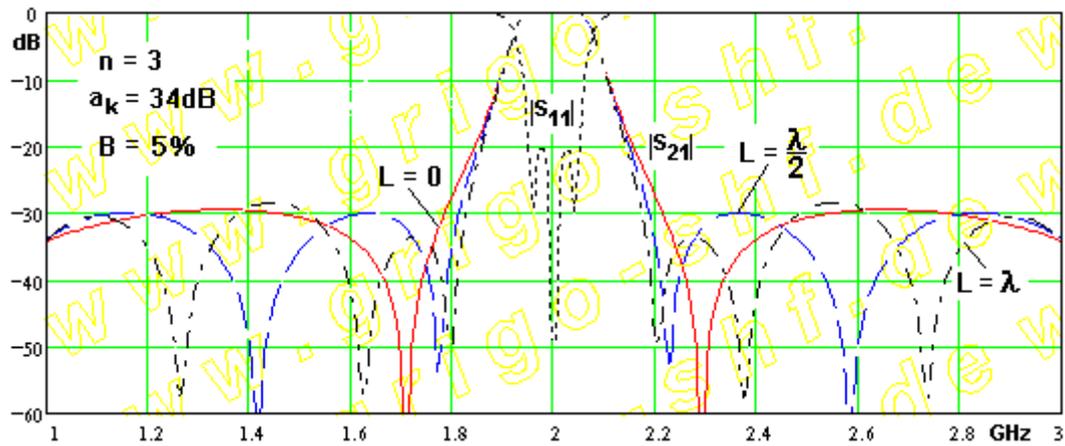


рис.5

С помощью маловажного изменения  $L$  можно корригировать симметрию АЧХ между низкой и верхней полосами запыриания, но надо заметить, что изменение  $L$  действует чуть по другому, в зависимости от того, имеем чётный или нечётный  $n$  (см. рис.6 и рис.7).

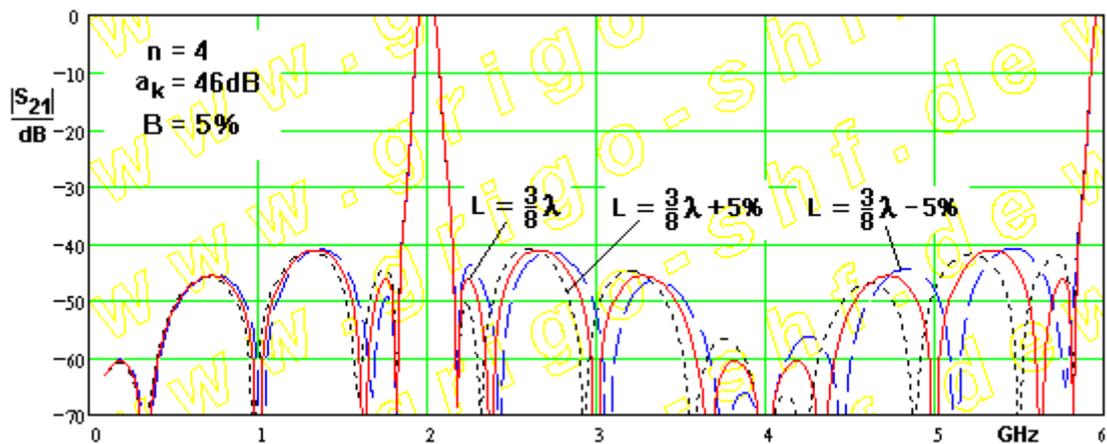


рис.6

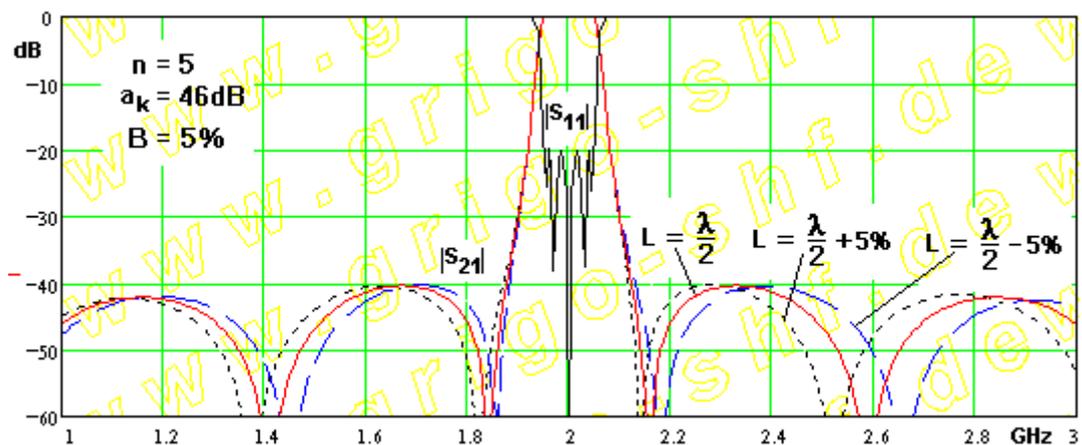


рис.7

#### 4.) Расчёт фильтров

При использовании эквивалентной схемы фильтра из отрезков линии с длиной  $\lambda/2$  и между ними идеальных инверторов адмитанции расчёт очень прост. Однако из-за ряда недостатков проблема усложняется, что без САПР (Система автоматического проектирования) вряд ли достичь удовлетворительные результаты. Исходные параметры схемы фильтра получаем по формулам (2) .. (4), при этом  $f_1$  и  $f_2$  - границы полосы пропускания,  $Z_{ij}$  волновые сопротивления отрезков связанных линий, их индекс "е" отмечает волны чётного, "о" нечётного типа, а  $g_i$  - адмитанцы НЧ-прототипа, которые мы получаем из каталога фильтров (например [4],[5]) или рассчитываем сами (например [6], глава 4.05). А параметры ответвителя получаем по формулам (5), при этом  $k$  - коэффициент связи.

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad B = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

$$J_{0,1} = J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi \cdot B}{2 \cdot g_1}} \quad J_{i,i+1} = \frac{\pi \cdot B}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}} \quad i=1..n-1 \quad (2)$$

$$\frac{Z_{oij}}{Z_N} = J_{i,j}^2 - J_{i,j} + 1 \quad \frac{Z_{eij}}{Z_N} = J_{i,j}^2 + J_{i,j} + 1 \quad \text{для } \frac{\lambda}{4} - \text{связи} \quad (3)$$

$$\frac{Z_{oij}}{Z_N} = \frac{J_{i,j} - 1}{J_{i,j} + 1} \quad \frac{Z_{eij}}{Z_N} = \frac{J_{i,j} + 1}{J_{i,j} - 1} \quad \text{для } \frac{\lambda}{8} - \text{связи} \quad (4)$$

при этом:  $Z_N = 50 \text{ ом}$  (нормирование)

$$k = 10^{-\frac{a_k}{20}} \quad \frac{Z_e}{Z_N} = \frac{\sqrt{1-k^2}}{1-k} \quad \frac{Z_o}{Z_N} = \frac{1-k}{\sqrt{1-k^2}} \quad (5)$$

Проблемы будут в следующем:

- Формулы (2) для любой относительной ширины фильтра  $B$  только для эквивалентных схем фильтров из идеальных инвертеров и концентрированных параллельных резонаторов. При фильтрах с эквивалентными схемами из идеальных инвертеров и  $\lambda/2$ -отрезков линии передачи между ними понижается волнистость  $S_{11}$  через полосы пропускания от  $f_0$  до  $f_1$  или  $f_2$ . Этот эффект тем сильнее, чем больше  $B$ .
- Отрезки связанных линии с длиной  $\lambda/4$  противоположенного подключения или с длиной  $\lambda/8$  одностороннего подключения можно отображать эквивалентной схемой из двух отрезков не связанных линий передачи с той же длиной и идеального инвертера адмитанция между ними [3]. Так получаем эквивалентную схему фильтра второго типа, как сказано выше. Но эта модель точна только при частоте  $f = f_0$ . Выше описанный эффект действует при таких фильтрах ещё сильнее.
- Отличия между  $\epsilon_{г-эфф-о}$  и  $\epsilon_{г-эфф-е}$  при линии с неоднородным диэлектриком, например при микрополосковых, а также действия неоднородности, как изгибы, скачки ширины или открытые концы, сильно усложняют задачу синтеза и пользование САПР будет необходимо.
- Реальные потери фильтра сглаживают характеристики, особенно от  $S_{11}$ , на границах полосы пропускания, так что цели оптимизации, сформулированные для случая без потери, больше не достигаемы.
- При высоких величинах  $a_k$  (40дб или больше) не можно точно рассчитать ответвитель обыкновенными программами для волнового сопротивления, поэтому необходимы эксперименты под реальными условиями будущего использования фильтра (например корпус, расстояние крышки и.т.д.).

Смотря на эти проблемы, мнение автора в том, что не надо мучиться теоретическим решением до конца, если пригодная САПР в распоряжении. Но надо знать, что выбранная топология схемы принципиально в положении выполнять требования и надо иметь математическую формулировку, способную давать достаточное начальное решение для оптимизации.

Принимая во внимание это, рекомендуется следующая стратегия расчета:

- Определить параметры инверторов по формулам (2), определить предварительные величины  $Z_{i,i+1_e}$ ,  $Z_{i,i+1_o}$  по (3) или (4) а также определять программой для волнового сопротивления ширины полос  $w_i$  и щели  $s_i$  и решать о реализуемости желанного В.
- Надо выбирать САПР, которая во первых имеет общую модель отрезка связанной линии передачи (без потерь, с однородным диэлектриком и пользующая  $Z_c$  и  $Z_o$  вместо  $w$  и  $s$ ) и которая во вторых разрешает формулировать математические выражения для оптимизации. Рассчитаем в начала модель простого фильтра (без ответвителя и без неоднородностей). Как переменную оптимизации пользуем  $J_{i,i+1}$  и задаём  $Z_{i,i+1_e}$  и  $Z_{i,i+1_o}$  по формулам (3) или (4). Как цели оптимизации берём минимумы и максимумы  $|S_{11}|$  в полосе пропускания и один пункт  $|S_{21}|$  на фланге фильтра, которые мы получаем из теории чебышевских фильтров (например [4]). Если мы вынуждаем симметрию параметров, т.е.  $J_{0,1} = J_{n,n+1}$  и т.д., то достаточно половина пунктов мин./макс., примерно те, которые соответствует  $0 \leq \Omega \leq 1$  в диапазоне НЧ-прототипа. Эта оптимизация быстро достигает цель, потому что стартовые параметры тем лучше, чем ниже В.
- В следующем шаге рассчитаем  $Z_{i,i+1_e}$  и  $Z_{i,i+1_o}$  из  $J_{i,i+1}$  и определяем с помощью программы для волнового сопротивления ширины полос  $w_{i,i+1}$  и щелей  $s_{i,i+1}$  для выбранной подложки. Шаг за шагом (i) заменяем в САПР модели идеальной связанной линии с той реальной микрополосковой (пока без потерь) и введём элементы неоднородностей. При каждом шаге проводим оптимизацию, вначале, по длине отрезков, потом добавляем  $w$  и  $s$  как переменные.
- Потом вводим в модель для САПР отрезки отдельных отрезков линии с длиной  $L$ , пересчитанные для выбранной подложки и вводим ответвитель как отрезки идеальной общей связанной линии передачи. Пользуем  $k$  на основе формулах (5) как настраивающий параметр. Если нужно заменяем длину  $L$ , но смотря на конструктивную реализуемость фильтра. Потом рассчитаем  $Z_c$  и  $Z_o$  из  $k$  и определяем с помощью программы для волнового сопротивления ширины полос  $w$  и щели  $s$  для выбранной подложки. Но если мы выбрали большую величину  $a_k$ , то как уже выше сказано, экспериментальные макеты фильтра обязательно будут нужны.
- В конце вводим в модель для САПР реальные потери и, если нужно, улучшаем АЧХ схемы окончательной оптимизацией.

### 5.) Пример: полный расчёт микрополоскового фильтра с $n=4$ и $V=5\%$

В конце должен быть представлен пример до конца рассчитанного фильтра. Выбираем фильтр чебышевского типа с мерой рассогласования в полосе пропускания  $\leq -20$ дБ,  $f_0 = 2$ ГГц,  $n = 4$ ,  $V = 5\%$ .

Как подложку выбираем 20mil-RT-Duroid с параметрами:  $\epsilon_r = 2.33$ , высотой  $h = 0.508$ мм, с проводящими Cu-слоями с толщиной  $t = 0.0175$ мм и с  $\tan\delta = 0.0012$ .

Рис.8 показывает образец такого фильтра. Металлическая площадь в центре, связанная с массой, должна препятствовать нежеланную связь между частями фильтра. Расчеты проведены системами [7] и [8]. Размеры фильтра даны в таб.2. (Как выше сказано: вероятно, что  $s_0$  надо уточнить экспериментом.)

Рис.9 показывает рассчитанные характеристики. Относительная ширина полосы селекции 40дБ улучшается от 16.9% на 13.5%.

L [мм]	w [мм]	s [мм]
$L_0 = 26.695$	$w_B = 1.491$	$s_0 = 6.812 (?)$
$L_{1a} = 21.778$	$w_0 = 1.495$	
$L_{1b} = 18.059$	$w_{1a} = 1.491$	
$L_{0,1} = 26.895$	$w_{1b} = 1.491$	$s_{0,1} = 0.104$
$L_1 = 13.344$	$w_{0,1} = 1.255$	
$L_{1,2} = 13.051$	$w_1 = 1.491$	$s_{1,2} = 0.220$
$L_2 = 25.220$	$w_{1,2} = 1.379$	
$L_{2,3} = 13.991$	$w_2 = 1.491$	$s_{2,3} = 0.319$
	$w_{2,3} = 1.296$	

таб.2

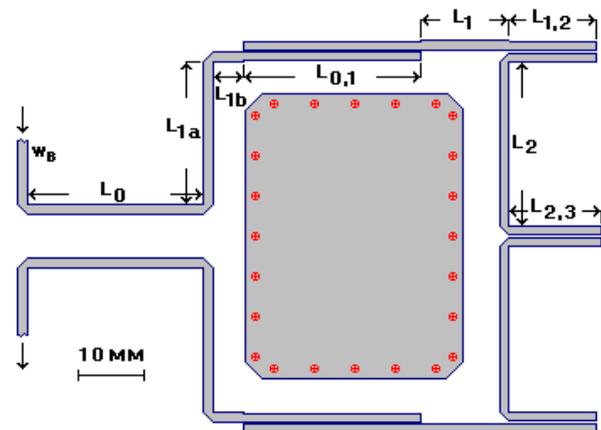


рис.8

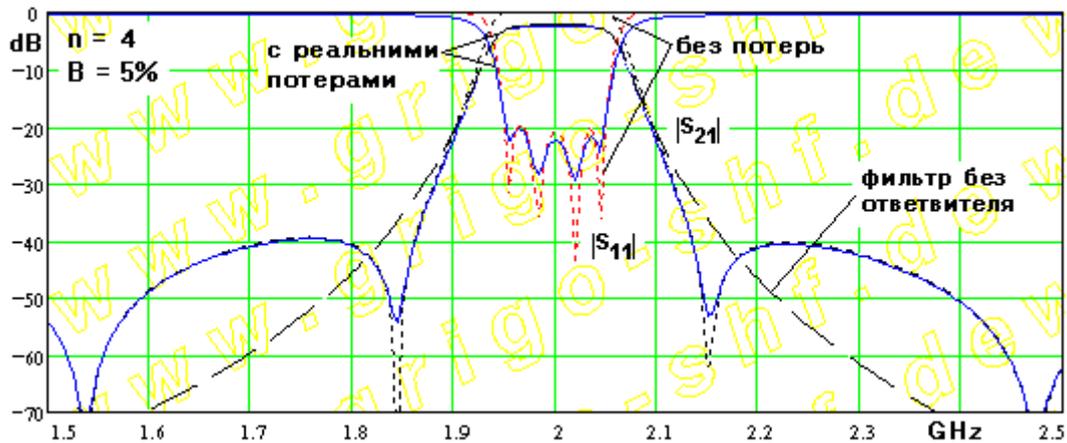


рис.9

## 6.) Резюме

В статье показано, что путём связи входа с выходом фильтра СВЧ чебышевского или максимально плоского типа с помощью ответвителя со слабой связью можно достичь псевдоэллиптическую АЧХ если организуют необходимое вращение фазы.

Топология и свойства таких фильтров были объяснены. Стратегия и пример расчёта были даны.

## 7.) Литература и референции

- [1] Jokela: "Narrow-band stripline or microstrip filters with transmission zeros at real and imaginary frequencies"; IEEE Transact. MMT-28 (1980)6 pp.542-547
- [2] Bonetti; Williams: "New design technique for coupled-line filters with transmission zeros"; 23th European Microwave Conference, Madrid 1993; Proc. pp. 240-243
- [3] Grigo.S.: "Воспоминание о  $\lambda/8$  - связи"; <http://www.grigo-shf.de>
- [4] Христиан; Эйзенман: "Таблицы и графики по расчету фильтров (Справочник)"; Изд. Связь 1975г.
- [5] Ханзел: "Справочник по расчёту фильтров"; Изд. Советское Радио 1974г.
- [6] Маттей; Янг; Джонс: "Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи"; Изд. Связь, Москва 1971г.
- [7] САПР "КАОС" версия 4.0, <http://www.grigo-shf.de>
- [8] САПР "ММІСAD" версия 1.12, фирмы Optotec