

Воспоминание о $\lambda/8$ - связи

З. Григо)¹

1.) Введение

В этой статье я хочу вспомнить о $\lambda/8$ - секции совнаправленных связанных линий передачи как элемент связи резонаторов фильтров СВЧ (в дальнейшем коротко: " $\lambda/8$ -связь"). Этот вид связи уже давно знаком, но не нашёл то широкое пользование в практике фильтров СВЧ, как это ожидалось бы из-за простоты расчёта фильтров с этим элементом и возможности привести больше разнообразия в мир топологии фильтров СВЧ.

Уже с 60-ых годов знакомо, что можно фильтры СВЧ концептировать на базе $\lambda/8$ -связи [1].

Первый практичный пример такого фильтра представлен в начале 70-ых годов венгром Dr.Reiter [2][3]. Рис.1 показывает принципиальный макет фильтра Рейтера. В последующих годах я редко встретил примеры сознательного

применения $\lambda/8$ -связи [4] ... [6])². С 70-ых годов

также знакомо [7], что $\lambda/8$ -секцию совнаправленных связанных линий при частоте, соответствующей λ (длина волн на линии), можно изобразить эквивалентной схемой каскады, состоящий из двух не связанных отрезков линии длиной $\lambda/8$

и идеального инвертора (см. таб.1в), похожей

на модель $\lambda/4$ - секции противонаправленных связанных линий (см. таб.1а), которую уже давно представил Sohn [8].

Факт, что $\lambda/8$ -секцию можно считать как идеальный инвертор, даёт возможность очень просто проектировать фильтры на основе этой связи, а также эту секцию комбинировать с другими формами связей. Так расширяется набор реализуемых моделей фильтров СВЧ.

Причиной, что $\lambda/8$ -связь не очень распространилась, вижу в том, что нужна примерно в два раза сильнее связь, чем при $\lambda/4$ -секции связанных линий (конечно при одной и той же ширине полосы пропускания фильтра). При технике микрополосковых линии (МПЛ) сильная связь представляется большой проблемой - это первое. И второе, чем сильнее связь, тем больше роль играет различие скорости распространения волн чётного и нечётного типов, которое усложняет проектирования фильтров.

$\lambda/8$ -связь имеет недооцениваемые преимущества. У фильтров на $\lambda/2$ -резонаторов получаем участок линии, свободной от связи, удобной для манипуляции, примерно настройки, или для подключения других элементов сети, например шунтирующую связь. У фильтров на $\lambda/4$ -резонаторов мы получаем независимость связи i -ого резонатора к $i-1$ -ому и $i+1$ -ому, в противоположность, например, к фильтру на встречных стержнях.

Главной причиной воспоминания о $\lambda/8$ -связи в том, что она может получить ей принадлежащее применение в технике объёмных интегральных схем (ОИС). Тут сильные связи легче реализовать, чем в технике MPL. И при однородном диэлектрике отличие скорости распространения исчезает. И наконец самый компактный тип - фильтр на $\lambda/4$ -резонаторов с $\lambda/8$ -связью реализуемый только в технике ОИС (если не смотрим на конструкции с массивными стержнями и экранами).

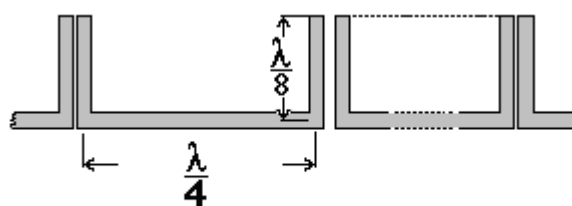


Рис.1: фильтр Рейтера

)¹ Dr.-Ing. Siegbert Grigo, Germany, dr.grigo@gmx.de

)² Русскоязычные публикации к сожалению знаю только отрывочно, поэтому могу ошибаться моим оцениванием.

2.) Расчёт фильтров на $\lambda/8$ – связи

Фильтры СВЧ с узкой или средней шириной полосы пропускания (ПП)³ удобно проектируются методом идеальных инверторов (н.п. [9] кап. 8.03). Набор формул (1) ... (4) даёт нам возможность, рассчитать величины инверторов, нормированные к Z_N в случае, что сопротивление генератора и груза равно Z_N . I - общий символ для J или K. J - инвертор адмитанца в случае, что фильтр - цепь параллельных контуров. K - инвертор импеданца в случае, что фильтр - цепь последовательных контуров. Тип фильтра, н.п. с чебышевской характеристикой, определяется значениями g_i , элементов НЧ-прототипа. Их или рассчитываем стандартными формулами, или берём из справочника (н.п. [10]), или получаем путём оптимизации модели прототипа с помощью САПР. Формула (1) описывает ПП фильтра (В) с частотами f_1 и f_2 . Точные условия характеристики фильтра при этих частотах зависят от определения выбранного прототипа. Свойства резонаторов фильтра характеризуются параметрами b_i , нормированной крутизны адмитанца $Y(f)$ параллельных, или импеданца $X(f)$ последовательных контуров при средней частоте ПП (f_0). В случае, когда резонаторы состоят из отрезков линий с одинаковыми волновыми сопротивлениями и равными Z_N , получаем простые выражения: $b = \lambda/2$ для $\lambda/2$ -резонаторов и $b = \lambda/4$ для $\lambda/4$ -резонаторов. С помощью (3) рассчитываем внешние связи, а с (4) внутренние.

	ТИП	МОДЕЛЬ	ПАРАМЕТРЫ
а	$\lambda/4$ -секция противонаправленных связанных линий с открытыми концами		$\frac{Z_e}{Z_N} = J^2 + J + 1$ $\frac{Z_o}{Z_N} = J^2 - J + 1$ $Z = Z_N \mp \sqrt{Z_e \cdot Z_o}$
б	$\lambda/4$ -секция противонаправленных связанных линий с короткозамкнутыми концами		$\frac{Z_e}{Z_N} = \frac{1}{K^2 - K + 1}$ $\frac{Z_o}{Z_N} = \frac{1}{K^2 + K + 1}$ $Z = Z_N \mp \sqrt{Z_e \cdot Z_o}$
в	$\lambda/8$ -секция совнаправленных связанных линий с открытыми концами		$\frac{Z_e}{Z_N} = \frac{1+J}{1-J}$ $\frac{Z_o}{Z_N} = \frac{1-J}{1+J}$ $Z_N = \sqrt{Z_e \cdot Z_o}$ $Z \equiv Z_N$
г	$\lambda/8$ -секция совнаправленных связанных линий с короткозамкнутыми концами		$\frac{Z_e}{Z_N} = \frac{1+K}{1-K}$ $\frac{Z_o}{Z_N} = \frac{1-K}{1+K}$ $Z_N = \sqrt{Z_e \cdot Z_o}$ $Z \equiv Z_N$
д	проходящая $\lambda/4$ -секция связанных линии (восьмиполосник)		$J = \frac{1}{2} \left(\frac{Z_e}{Z_N} - \frac{Z_o}{Z_N} \right)$ $\frac{Z_e}{Z_N} = \frac{Z}{1 + \frac{Z}{Z_N}}$ $\frac{Z_o}{Z_N} = \frac{Z}{1 - \frac{Z}{Z_N}}$ $Z_N = \sqrt{Z_e \cdot Z_o} \mp Z$

Таб. 1: Секции связанных линий и их эквивалентные схемы (K и J - величины нормированных на Z_N идеальных инверторов импеданца и адмитанца)

³ примерно $B/f_0 < 25\%$

Таб.1 даёт нам отношение к конкретной модели. С данными формулами получаем параметры секции связанных линий. Указанные табличные формулы точны только для случая одинаковой скорости волн чётного (индекс е) и нечётного (индекс о) типов. Секции связанных линий представляются эквивалентными схемами из отрезков несвязанных линий и идеальных инверторов)⁴. И так получаем цепь из резонаторов и инверторов, для которой имеем набор формул: (1) ... (4).

$$w = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_1 \cdot f_2}} = \frac{B}{f_0} \approx \frac{2 \cdot (f_2 - f_1)}{f_1 + f_2} \quad (1)$$

$$b_i = \frac{f_0}{2} \cdot \left. \frac{d}{df} Y(f) \right|_{f=f_0} \cdot Z_N \quad \text{или} \quad b_i = \frac{f_0}{2 \cdot Z_N} \cdot \left. \frac{d}{df} X(f) \right|_{f=f_0} \quad (2)$$

$$I_{0,1} = \sqrt{\frac{b_1 \cdot w}{\epsilon_1}} \quad I_{n,n+1} = \sqrt{\frac{b_n \cdot w}{\epsilon_n}} \quad (3)$$

$$I_{i,i+1} = w \cdot \sqrt{\frac{b_i \cdot b_{i+1}}{\epsilon_i \cdot \epsilon_{i+1}}} \quad (4)$$

$$I \equiv J \quad \text{или} \quad I \equiv K$$

Таб.1-а - давно знакомые отношения от Cohn [8]. Таб.1-в,г - нам в этой статье интересные секции. А Таб.1-д я добавил, потому что эти отношения не общеизвестны. Ими можно создать модель для расчёта псевдоэллиптического фильтра с шунтирующей связью с помощью проходящего включения связанных линий (н.п. [4]). Рис.2 показывает пример модели, где эту связь достигается другим путём.

Этими инструментами можем написать полный набор формул для расчёта фильтра, примерно четырёх- $\lambda/4$ - резонаторных фильтров с $\lambda/8$ -связью: (5) ... (7). Модель таких показывает Таб.4-1а.

$$J_{0,1} = J_{4,5} = \sqrt{\frac{\pi \cdot w}{4 \cdot \epsilon_1}} \quad Z_{e_{0,1}} = Z_{e_{4,5}} = \frac{1 + J_{0,1}}{1 - J_{0,1}} \cdot Z_N \quad Z_{o_{0,1}} = Z_{o_{4,5}} = \frac{1 - J_{0,1}}{1 + J_{0,1}} \cdot Z_N \quad (5)$$

$$K_{1,2} = K_{3,4} = \frac{w \cdot \pi}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_1 \cdot \epsilon_2}} \quad Z_{e_{1,2}} = Z_{e_{3,4}} = \frac{1 + K_{1,2}}{1 - K_{1,2}} \cdot Z_N \quad Z_{o_{1,2}} = Z_{o_{3,4}} = \frac{1 - K_{1,2}}{1 + K_{1,2}} \cdot Z_N \quad (6)$$

$$J_{2,3} = \frac{w \cdot \pi}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_2 \cdot \epsilon_3}} \quad Z_{e_{2,3}} = \frac{1 + J_{2,3}}{1 - J_{2,3}} \cdot Z_N \quad Z_{o_{2,3}} = \frac{1 - J_{2,3}}{1 + J_{2,3}} \cdot Z_N \quad (7)$$

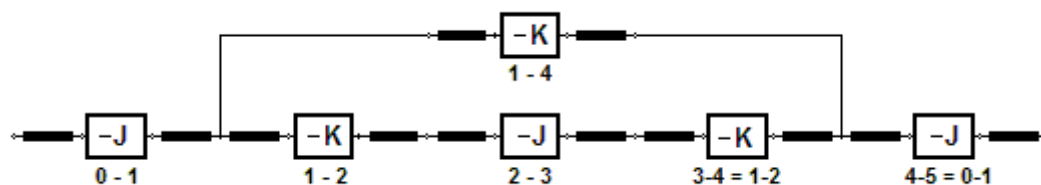


Рис.2: Инвертор-модель четырёх- $\lambda/4$ -резонаторных фильтров с $\lambda/8$ - и с шунтирующей Связью

⁴ Негативные знаки величин инверторов имеют значение в том случае, когда путём шунтирующей связи хотим получить псевдоэллиптическую характеристику

Как выше сказано, точность эквивалентных моделей в таб.1 существует при частоте, соответствующей λ . При фильтре это конечно f_0 . При $f \neq f_0$ потеряются свойства идеальных инверторов. Как это действует, показывает рис. 3. Мы видим, что до 20% относительной ширины ПП получаем характеристику, довольно способной для улучшения путём оптимизацией. Если $\lambda/8$ -связь хотим реализовать линиями на неоднородном диэлектрике, то

$$\sqrt{\varepsilon_{r_eff_e}} \neq \sqrt{\varepsilon_{r_eff_c}}$$

и отношение в таб.1 не даёт в реальности точный результат. В этом случае рекомендуется димензионировать длину отрезка L на $\lambda/8$ по арифметической средней длин волн обоих типов (8), а волновые сопротивления по формуле (9).

$$L = \frac{c}{8 \cdot f_0} \cdot \frac{1}{\frac{\sqrt{\varepsilon_{r_eff_e}} + \sqrt{\varepsilon_{r_eff_c}}}{2}} \quad (8)$$

$$\frac{Z_e}{Z_N} = \frac{1 + J \sin(\Theta_e)}{1 - J \sin(\Theta_e)} \quad \text{или} \quad \frac{Z_e}{Z_N} = \frac{1 + K \sin(\Theta_o)}{1 - K \sin(\Theta_o)} \quad Z_o = \frac{1}{Z_e} \quad (9)$$

$$\text{при этом: } \Theta_e = \frac{2 \cdot \pi}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_{f_eff_e}} \cdot f_0 \cdot L \quad \Theta_o = \frac{2 \cdot \pi}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_{r_eff_o}} \cdot f_0 \cdot L$$

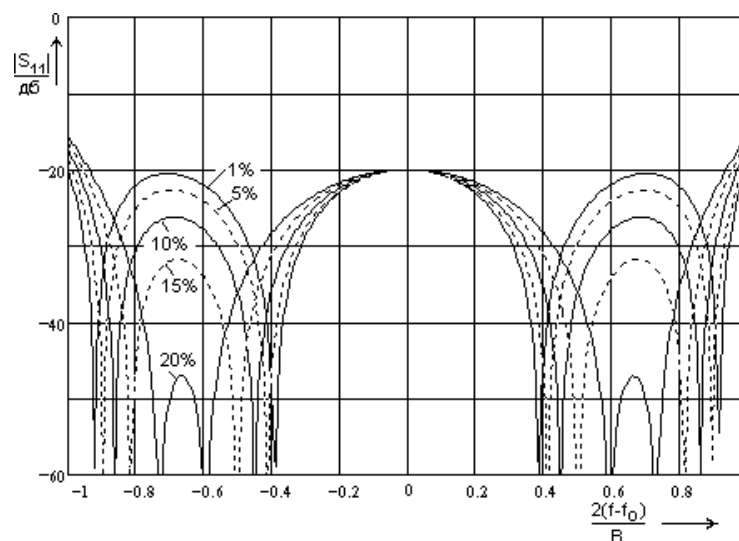


Рис 3: Характеристики $|S_{11}|$ (в ПП) четырёх- $\lambda/4$ -резонаторных фильтров с $\lambda/8$ -связью при разных относительных ширинах ПП

Сегодня, когда имеем быстрые и сильные системы автоматического проектирования (САПР), разработка фильтров СВЧ происходит следующим путём:

- Исходим от прототипа. Как выше сказано, иногда уже здесь пользуют САПР (считают в диапазоне -1 ... +1Гц). Уже здесь можно работать моделью с инверторами (если конкретная САПР даёт эту возможность).
- Перейдём к модели из инверторов и отрезков несвязанных линий. Этой моделью рекомендуется работать именно тогда, когда хотим путём шунтирующей связи достичь псевдоэллиптическую характеристику. Модель с инверторами имеет большое преимущество, что связи и резонансные частоты резонаторов получаем разными независимыми предметами. Тогда оптимизация на САПР⁵ идёт особенно быстро и гладко.

- В следующем этапе мы перейдём к модели с идеальными связанными линиями. Эту модель мы шаг за шагом улучшаем до получения в итоге модели максимально описывающей реальности (как только наш САПР это разрешает). В этом процессе очень важно добиться симметрию модели с помощью непосредственного предоставления параметров как переменные, которые оптимизируем.

В первом шаге мы заменяем идеальные линии реальными. Если пользуемся типом линии на неоднородном диэлектрике, то этот шаг самый резкий из всех. Во втором шаге мы добавляем неоднородности как ёмкости открытых концов, и как изгибы или скачки ширины полосы. Но рекомендуется, сразу не все, а попарно, всегда наблюдая за симметрией. Для целей оптимизации разумеется надо пользоваться пунктами характеристики коэффициента отражения ($|S_{11}|$) в ПП. И надо наблюдать, что с шага на шаг не потеряем принципиальную характеристику фильтра, примерно n минимумов $|S_{11}|$ при n -контурном чебышевском фильтре. А как цель оптимизации в том случае взять частоты и величины максимумов $|S_{11}|$.

Если мы хотели бы достичь реальную модель одним шагом, то легко получить так "испорченную" стартовую характеристику, что оптимизация будет неуспешна и окончится в каком-то локальном минимуме функции ошибок.

3.) Примеры

а) Во первых представлены в технике МПЛ (к теме "расширение реализуемых топологий").

Таб.3 показывает три $\lambda/2$ - резонаторного фильтра со смешанной $\lambda/4$ - и $\lambda/8$ - связью. Как результат, что внутренние связи реализованы $\lambda/8$ - секциями, получаем отрезки несвязанной линии (L1, L2) и таким образом имеем больше свободы в конструкции образца. (Таб.2 показывает основные модели этих фильтров.) Она даёт нам возможность пользоваться трёхполосковой структурой⁶ для внешних связей. Таким образом получаем, при затребованной ширине ПП (500МГц \approx 7%), щели $> 0,1$ мм - и так упрощаем технологию травления структур. Как примеры взяты 4^х-контурные фильтры.

При фильтре таб.3в связь 2-3 реализована $\lambda/4$ - секцией. Заметно, что эта связь разрешает гораздо более широкие щели. Это подтверждает выше сказанный недостаток $\lambda/8$ - связи.

Конечно можно со связанной секцией длиннее $\lambda/8$ получить сильнее связи, но тогда потеряем независимость между связями и резонансными частотами и потеряем простоту расчёта. (И такие фильтры ведь не тема этой статьи.)

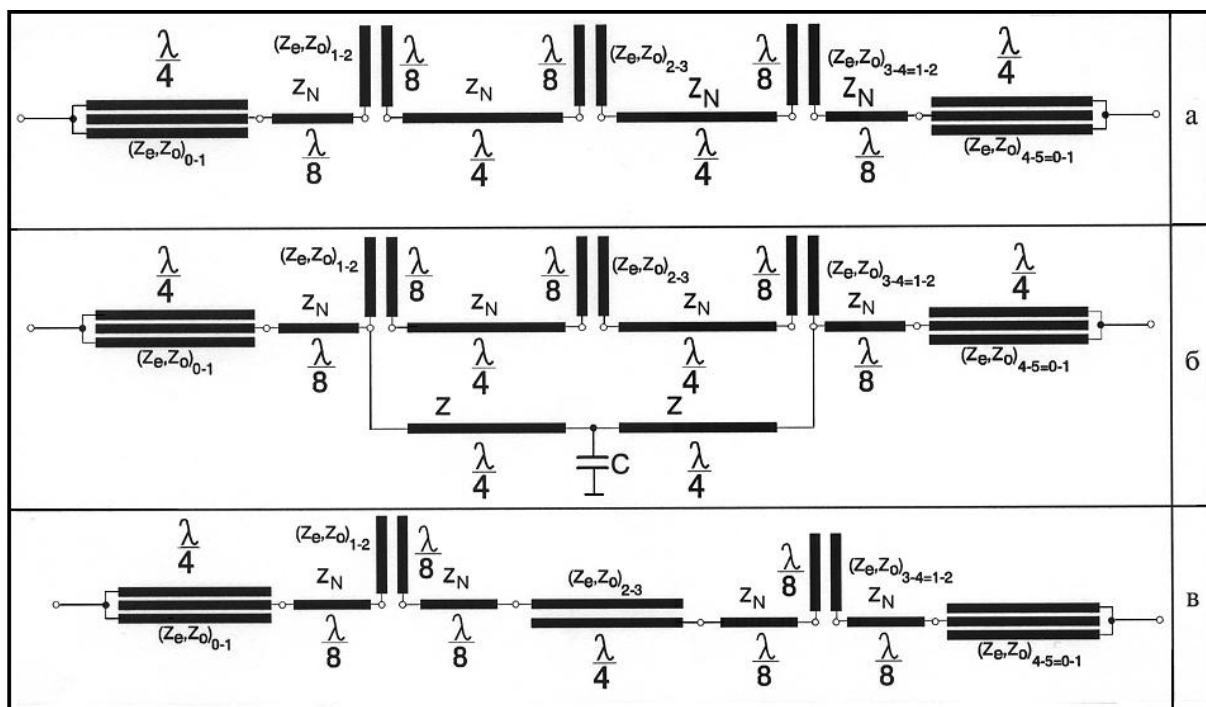
В примере таб.3б (таб.2б) получаем псевдоэллиптическую характеристику путём шунтирующей связи. Успех этой схемы в практике зависит от высокочастотного качества конденсатора и его довольно малой электрической длины соединения к массе.

Модели в таб.3 полностью симулированных с учётом неоднородностей (открытие концы, скачки ширины, изгибы, Т-образные соединения и металлизированные отверстия). Только Chip-конденсатор (C) рассчитан как идеальная ёмкость. Для симуляции, конечно, нужно, что

⁵ Для этого нужно, что САПР имеет и физическую модель линии передачи (это все мне знакомые системы имеют), и модель идеального инвертора (это редко найдём). Тогда можно помочь себе, пользуясь общей моделью четырёхполюсника, параметры которого выражаются формулами. Их получаем из матрицы A идеального инвертора:

$$(A) = \begin{pmatrix} 0 & j \cdot K \\ j & 0 \end{pmatrix} \quad \text{или} \quad (A) = \begin{pmatrix} 0 & j \\ j \cdot J & 0 \end{pmatrix}$$

⁶ Эта идея представлена уже в [11], только для $\lambda/4$ - связанных фильтров, где они получали трудно моделируемые структуры



Таб. 2: Модели трёх четырёх- $\lambda/2$ -резонаторных фильтров с $\lambda/4$ - и $\lambda/8$ -связью

САПР имеет в своём распоряжении модель трёхполосковой секции связанной МПЛ)⁷.

Рис.4 показывает противопоставление рассчитанных характеристик фильтров типа таб. 3а или 3в с 3б.

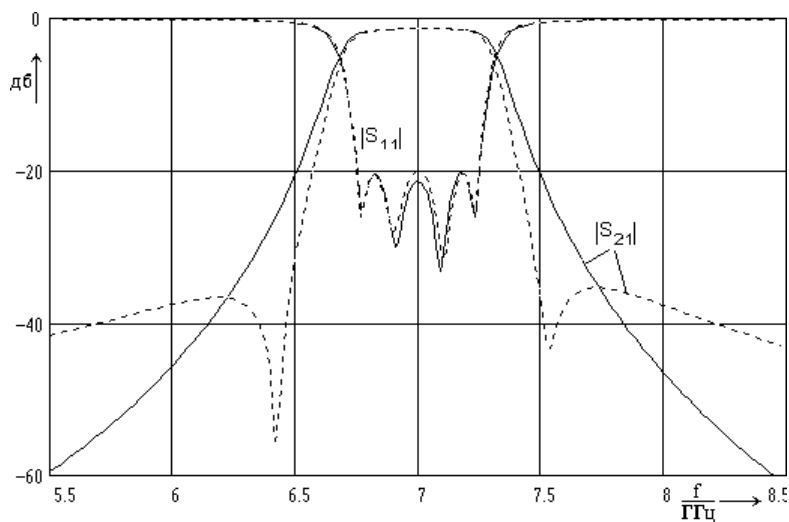


Рис.4: рассчитанные характеристики фильтров Таб.3-а и 3б

⁷ Например системы "HP-MDS" и "Superscompact" дают эту возможность.

a	<p> $W_a = 1.466$ $W_0 = 0.332$ $L_0 = 0.800$ $W_{01} = 0.760$ $S_{01} = 0.140$ $L_{01} = 7.332$ $W_{02} = 1.098$ $W_1 = 1.402$ $L_1 = 2.944$ $W_{12} = 1.152$ $S_{12} = 0.115$ $L_{12} = 3.834$ $W_2 = 1.466$ $L_2 = 6.706$ $W_{23} = 1.482$ $S_{23} = 0.152$ $L_{23} = 3.449$ </p>	
б	<p> $W_a = 1.466$ $W_0 = 0.332$ $L_0 = 0.800$ $W_{01} = 0.748$ $S_{01} = 0.126$ $L_{01} = 7.305$ $W_{02} = 1.098$ $W_1 = 1.290$ $L_1 = 3.121$ $W_{12} = 1.191$ $S_{12} = 0.115$ $L_{12} = 3.832$ $W_2 = 1.467$ $L_2 = 6.656$ $W_{23} = 1.462$ $S_{23} = 0.135$ $L_{23} = 3.480$ $L_{1u} = 7.601$ $W_{1u} = 0.250$ $C = 60\text{pF}$ </p>	
B	<p> $W_a = 1.466$ $W_0 = 0.332$ $L_0 = 0.800$ $W_{01} = 0.760$ $S_{01} = 0.140$ $L_{01} = 7.332$ $W_{02} = 1.098$ $W_1 = 1.402$ $L_1 = 2.944$ $W_{12} = 1.152$ $S_{12} = 0.115$ $L_{12} = 3.834$ $W_2 = 1.466$ $L_2 = 3.640$ $W_{23} = 1.469$ $S_{23} = 0.845$ $L_{23} = 7.425$ </p>	

Таб. 3: пример трёх четырёх- $\lambda/2$ -резонаторных МПЛ-фильтров с $\lambda/4$ - и $\lambda/8$ -связью
(подложка: RT-Duroid 5870, $h = 0.508\text{мм}$, $t = 17\mu\text{м}$, $\epsilon_r = 2,33$)

б) Во вторых посмотрим возможность реализации $\lambda/4$ - резонаторных фильтров в технике ОИС. Основные модели показывает таб.4, а возможные реализации таб.5. Они реализуемы в этой технике потому, что с помощью экрана возможно ограничивать длину связанных отрезков на $\lambda/8$. Фильтры в таб.5 построены штабелем диэлектрическими слоями. Желательно, что все из одинакового диэлектрика, имеющего одну и ту же толщину. Чтобы, несмотря на это, получить разные величины связи, можно полосы резонаторов расположить перемещено или экранирующую металлизацию выполнить как диафрагму (рис.5в). При требовании одинаковых диэлектрических слоев следует, что Δ одной области связи будет одновременно $d/2$ при другой (значит $D/d = 2$). И так возникает проблема внешних связей при широких ПП, похожая как у МПЛ-фильтров. При $D/d = 2$ максимально реализуемая ширина ПП около 1,5%, а при $D/d = 3$ (таб.5-2в) около 4,5%. Поэтому поиск решения проблемы внешних связей отражается в вариантах в таб.4 и 5.

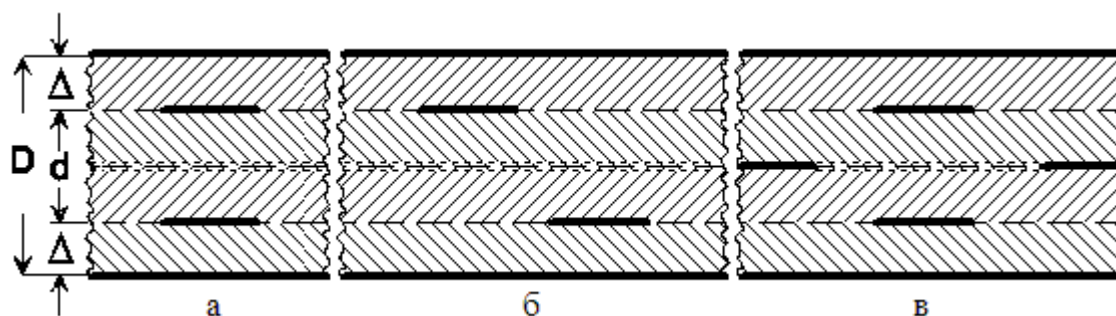


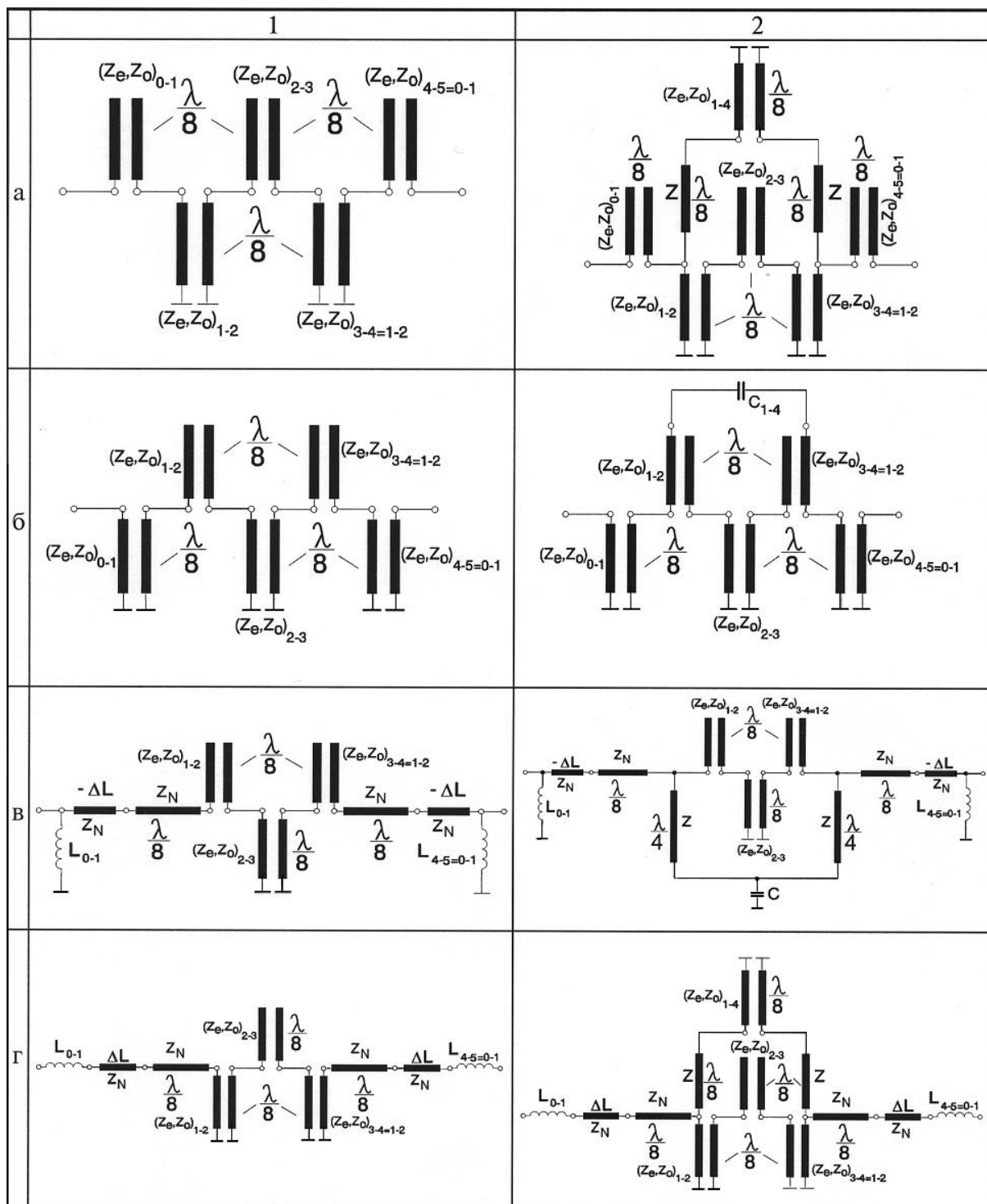
Рис.5: Возможные поперечные сечения связанных секций в таб.5

Конструкции в колонке 2 таб.5 представляются попытками решать эту проблему связанными линиями путём: или $\lambda/4$ - связью (2а), или несимметричными входной и выходной линий (2б), или проходящим соединением между диэлектрическими слоями (2в). Последний пример мне кажется самой удачной конструкцией для получения компактного ОИС-фильтра в форме Сир-блока.

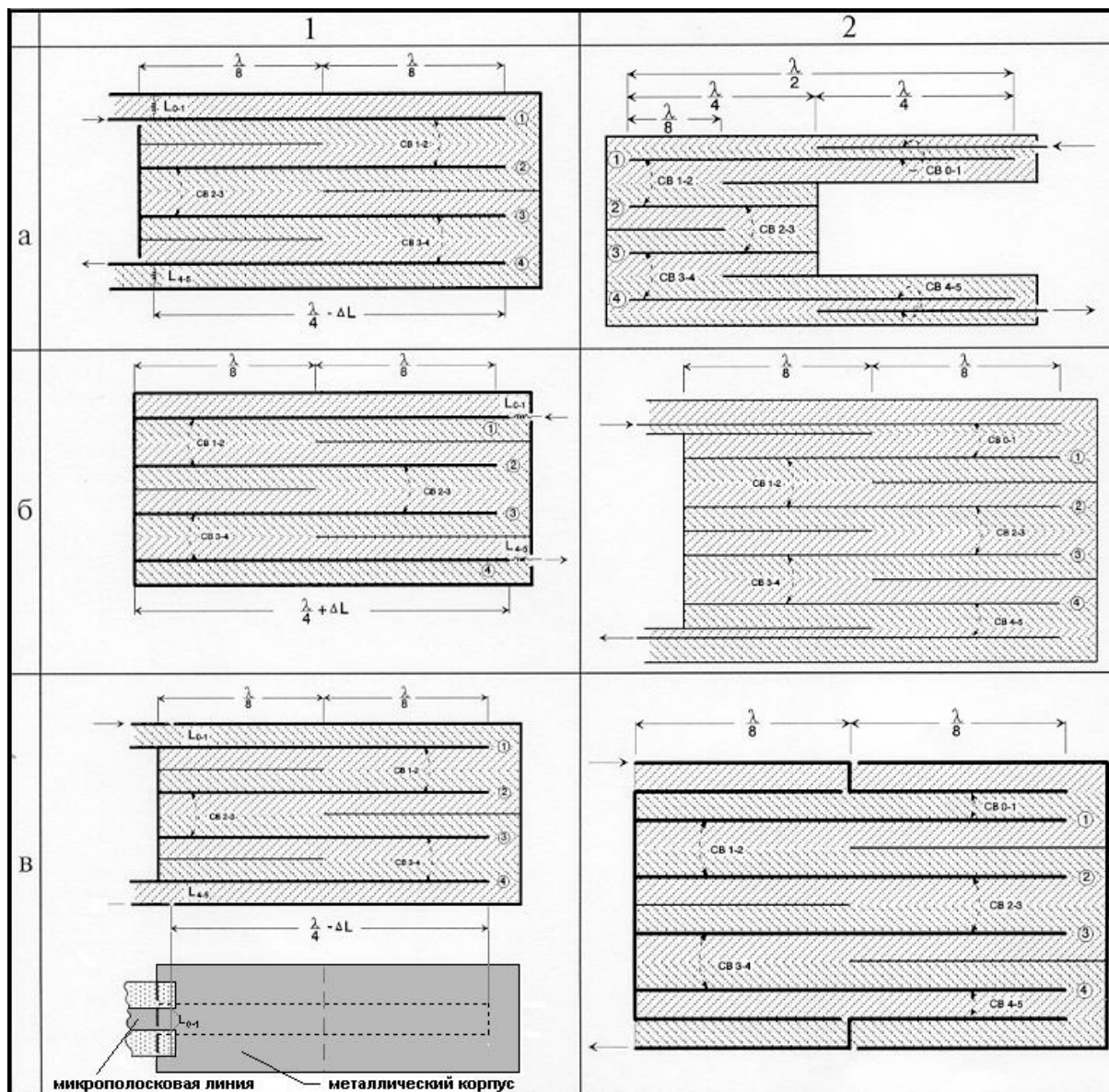
У конструкций в кол.1 таб.5 проблема внешней связи решается другими формами инверторов для связей 0-1 и 4-5. К-инвертор в форме Т из двух коротких отрезков линии с отрицательной длиной и поперечной индуктивностью. Формулы для расчёта (10) знакомы из [9] кап.8.03. (λ_0 в формулах (10) и (11) - длина волн на линии при частоте f_0 . X_L и Y_L - реактивность и susceptance индуктивности при f_0). Принципиальная схема этого фильтра в таб.4в. Нужная индуктивность в порядке меньше 1 нГн. В примере таб.5-1а индуктивность получаем путём тонкого металлизированного отверстия. А в случае таб.5-1в применяем типичное для ОИС решение: токи во внешнем экране отрезанные щелью, из которой исходит полоса МПЛ. Величина поперечной индуктивности зависит от длины щели.

$$\left. \frac{X_L}{Z_N} \right|_{f_0} = \frac{K}{1 - K^2} \quad \Delta L = \frac{\lambda_0}{8 \cdot \pi} \cdot \arctan\left(2 \cdot \frac{X_L}{Z_N}\right) \quad (10)$$

$$Y_L \Big|_{f_0} \cdot Z_N = \frac{J}{1 - J^2} \quad \Delta L = \frac{\lambda_0}{8 \cdot \pi} \cdot \arctan\left(2 \cdot Y_L \cdot Z_N\right) \quad (11)$$



Таб.4: Модели четырёх- $\lambda/4$ -резонаторных фильтров с $\lambda/8$ -связью (при в и г - внешние связи с другими типами инверторов), колонка 1: исходные схемы, колонка 2: альтернативные схемы с псевдоэллиптическими характеристиками



Таб.5: Варианты четырёх- $\lambda/4$ -резонаторных фильтров с $\lambda/8$ -связью в технике ОИС

Как лучшей реализуемой конструкцией вероятнее всего пример в таб.5-1б с соответствующей схемой в таб.4-1г. Здесь применён J-инвертор из последовательных соединений двух коротких отрезков линий положительной длины и индуктивности. Рассчитываются они по формулам (11). Величина индуктивности в порядке нескольких нГн.

У фильтров в таб.5-1 действует ограничение из-за $D/d = 2$ для внутренних связей. Таким образом получаем фильтры с шириной ПП до 27%.

Колонка 2 в таб.4 показывает альтернативные схемы с псевдоэллиптической характеристикой в пути шунтирующей связи первого с четвёртым резонатором. В случае 2а и 2г пользуется цепь из двух отрезков несвязанных линий длиной $\lambda/4$ и $\lambda/8$ - секцией связанных линий. Из-за фазовых и импедансовых условиях схема функционирует только с короткозамкнутым типом (таб.1г). Рекомендуется пользоваться высоким волновое сопротивление Z (например 100 ом), тогда надо для секции 1-4 конечно принимать величину Z для денормирования.

В случаях таб.4-2б и 2в можно пользоваться для связи 1-4 инверторы из двух коротких отрезков линий и маленькой последовательной ёмкости (C_{1-4}) или большой поперечной ёмкости (C). Например для $f_0 = 7$ ГГц нуждается C_{1-4} в порядке 0,02 пф или C в порядке нескольких десятков пф. Принципы связи 1-4 в таб.4-2б и 2в можно разменять между собой.

Для расчёта фильтров таб.4-2а...г можно исходить или от прототипа с шунтирующей связью через инвертор 1-4 (см. рис.2) или исходить от параметров фильтров колонки 1. В каждом случае необходим процесс оптимизации с помощью САПР. В первом случае оптимизация проходит проще.

4.) Литература

- [1] Salzmann: "Ein Verfahren zum Entwurf von Bandpässen und Ringweichen aus leitungsgekoppelten Elementen"; Nachrichtentechnik 14(1964)2 S.66-74
- [2] Reiter; Hammer: "Strip line filters with coupled $\lambda/8$ -line sections"; 3th European Microwave Conference, Brüssel 1973
- [3] Reiter; Hammer: "Stripline filters with coupled $\lambda/8$ -line sections, having attenuation poles near the passband"; Symp. Circuits and Syst., München 1976
- [4] Jokela: "Narrow-band stripline or microstrip filters with transmission zeros at real and imaginary frequencies"; IEEE Transact. MMT-28 (1980)6 pp.542-547
- [5] Bonetti; Williams: "New design technique for coupled-line filters with transmission zeros"; 23th European Microwave Conference, Madrid 1993; Proc. pp. 240-243
- [6] Denis; Person; Toutain; Theron; Vigneron: "A simple design procedure for microstrip resonator filter with a simple pair of transmission zeros"; 26th European Microwave Conference, Prague 1996; Proc. pp.413-417
- [7] Grigo: "Ein Beitrag zur Lösung des Problems der SHF-Selektionsmittel der dritten Richtfunkgerätegeneration"; Dissertation A, TH-Ilmenau, Germany 1978 (Anhang)
- [8] Cohn: "Parallel-coupled transmission-line-resonator filters"; IEEE Transact. MMT-6 (1958)4 pp.223-231
- [9] Маггей; Янг; Джонс: "Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи"; Изд. Связь, Москва 1971
- [10] Ханзел: "Справочник по расчёту фильтров"; Изд. Советское Радио 1974
- [11] Mara; Schappacher: "Broadband microstrip parallel-coupled filters using multi-line sections"; Microwave Journal 22(1979)4 pp.97-99

Постскрипtum:

Схемы фильтров в табл. 3, как сказано в статье, только смоделированы системой Supercompact 5.0, не испытаны в практике. Дополнительно я имел возможность, фильтр 3а реализовать и в практике испытать. Результаты:

- Связь между входом и выходом, несмотря на то, что расстояние между ними около 17 мм, действует так, что получается почти симметричная псевдоэллиптическая характеристика $|S_{21}|$ с минимальным затуханием около 42дб. Если этот эффект не желателен, то надо принимать меры экранировки, например большой металлический заземлённый прямоугольник на свободной площади между входом и выходом.
- Внешние связи неточны, так что волнистость согласования в полосе пропускания ухудшена до -15 дб (планировано было = -20дб). Может быть, модель трёхполосковой секции связанных линий у Supercompact не так точна, как надо, или модель неоднородности типа T, которую я пользовал, приносит эти ошибки. В каждом случае, интересующие в этом фильтре внешние связи надо ещё корректировать. Это и действительно для схем 3б и 3в.

Для 3б ещё дополнительные замечания:

Хотя при симуляции использована реальная модель одного конкретного шип-конденсатора, надо сказать, что не рекомендуется такой фильтр реализовать без отдельного изучения этой детали схемы (инвертор из линий и поперечной ёмкостей). Набор конкретных типов шип-конденсаторов, имеющих резонанс выше 9ГГц, как в этом случае нужно, сегодня ещё на рынке мало. Рекомендую, ориентироваться на конденсатор в форме пилюли, помещенной в сверлении подложки.

Так надо понимать 3б как интересный вариант фильтра до 2ГГц.