

80 к.

СПРАВОЧНИК

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ



Издательство
«Техніка»

ББК 32.844—02я2
П79
УДК 621.372.85

Авторы: Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин, Б. Д. Солганик, А. А. Липатов, А. Ф. Невгасимый

Рецензент канд. техн. наук Т. Н. Нарытник

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи
Зав. редакцией З. В. Божко

Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин, Б. Д. Солганик и др. — К.: Техника, 1990. — 159 с.
ISBN 5-335-00578-5

Приведен расчет типовых интегральных устройств СВЧ и их элементов: линий передачи, мостов, делителей, переходов, фильтров, усилителей, детекторов, смесителей, переключателей, аттенуаторов, антенн. Даны рекомендации по проектированию топологических схем и выбору конструкций.

Рассчитан на инженерно-технических работников радиотехнической промышленности, а также может быть полезен студентам вузов.

П 2302020000-176 53.90
М202(04)-90

ББК 32.844—02я2

ISBN 5-335-00578-5

© Ефремов Ю. Г., Конин В. В., Солганик Б. Д., Липатов А. А., Невгасимый А. Ф., 1990

Развитие методов расчета и технологии изготовления интегральных схем (ИС) способствовало активному внедрению микроэлектроники в технику СВЧ. При производстве ИС ручные операции заменяют машинными, допускающими использование промышленных роботов, автоматических поточных линий и автоматизированных средств контроля качества, что снижает трудоемкость изготовления, массу и габаритные размеры радиоаппаратуры и повышает ее качество и надежность. В настоящее время наиболее широко применяется гибридно-интегральная технология изготовления схем СВЧ.

Несмотря на широкое применение ИС, литературы по проектированию ИС СВЧ недостаточно. Разработчикам ИС приходится затрачивать много времени для ознакомления с научно-технической литературой и многочисленными источниками. При этом требуется сопоставлять различные определения и обозначения одних и тех же величин, изыскивать недостающие данные, устранять противоречия. Принципы работы ИС в аппаратуре СВЧ рассмотрены в работах [51; 84; 88], балансных транзисторных усилителей в интегральном исполнении в работах [30; 92], микрополосковых антенн в [89], но нет алгоритмов их расчетов. При отборе материала и его изложении систематизированы и обобщены последние достижения в схемотехнике микроэлектронных устройств СВЧ, результаты исследований отечественных и зарубежных ученых, а также некоторые оригинальные теоретические и технические решения авторов.

В справочнике изложены основы проектирования современных типовых микроэлектронных устройств в интегральном исполнении: пассивных (линий передачи, в том числе многосвязных, устройств распределения мощности, микрополосковых антенн) и активных (диодных и транзисторных генераторов и усилителей, преобразователей частоты и детекторов, устройств на р-і-п-диодах) СВЧ устройств, рассмотрены математические модели ИС и их элементов, расчетные соотношения, топологические схемы (в том числе на комбинациях линий передачи).

Авторы выражают благодарность рецензенту канд. техн. наук Т. Н. Нарытнику, замечания которого способствовали улучшению справочника.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601 Киев, 1, ул. Креватик, 5. Издательство «Техника».

Глава 1 ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

1.1. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Линии передачи (ЛП) характеризуются волновым сопротивлением z_0 и постоянной распространения $\gamma = \alpha + j\beta$, где α — постоянная затухания, показывающая потери в линии; β — постоянная фазы (волновой коэффициент, волновое число). Постоянная затухания есть сумма трех составляющих: потерь рассеяния энергии СВЧ в металлических проводниках (α_m), потерь в диэлектрике (α_d) и потерь излучения (α_n)

$$\alpha = \alpha_m + \alpha_d + \alpha_n.$$

Измеряется постоянная затухания в децибелах на единицу длины.

Постоянная фазы определяется как отношение $\beta = 2\pi/\Lambda$, где $\Lambda = \lambda/\sqrt{\epsilon_{эф}}$ — длина волны в линии передачи; λ — длина волны в свободном пространстве; $\epsilon_{эф}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость.

Длина волны, частота f и скорость распространения электромагнитных колебаний в свободном пространстве c связаны соотношением $\lambda = c/f$, где $c = 3 \times 10^8$ м/с; f — частота, Гц; λ — длина волны, м.

При проектировании ЛП широко употребляются следующие понятия. Для линий с Т-волной погонные индуктивность L , Гн/м, емкость C , Ф/м, проводимость G , См/м, сопротивление R , Ом/м. Фазовая скорость в среде с эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{эф} = c/\sqrt{\epsilon_{эф}}$.

Коэффициент укорочения длины волны

$$K_y = \lambda/\Lambda = \sqrt{\epsilon_{эф}} = c/v_{эф} = \left(\frac{C \text{ при } \epsilon_r = \epsilon_{эф}}{C \text{ при } \epsilon_r = 1} \right)^{0,5},$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды.

Различные параметры ЛП с Т-волной связаны соотношениями

$$z_0 = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}; \quad \gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}.$$

Для линий без потерь $z_0 = \sqrt{L/C} = 1/(v_{эф}C)$, где ω — угловая частота.

Различные типы ЛП для интегральных устройств СВЧ изображены на рис. 1.1, а конструктивные размеры ЛП, для которых приведены расчетные соотношения, — на рис. 1.2.

При расчете ЛП определяют волновое сопротивление z_0 , эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{эф}$ и затухание α через геометрические размеры поперечного сечения линии, параметры подложки (ϵ_r — диэлектрическая проницаемость, $\text{tg } \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь), физические характеристики материала проводников (R_s — поверхностное сопротивление, чистота поверхности).

Открытая микрополосковая линия (МПЛ) (рис. 1.2, а). Волновое сопротивление и эффективную диэлектрическую проницаемость рассчитывают по формулам [172]

$$z_0 = \frac{42,4}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left\{ 1 + \frac{4h}{w} \left[\left(\frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right) \frac{4h}{w} + \sqrt{\left(\frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right)^2 \left(\frac{4h}{w} \right)^2 + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \pi^2} \right] \right\}; \quad (1.1)$$

$$\epsilon_{эф} = \left(\frac{z_0 \text{ при } \epsilon_r = 1}{z_0 \text{ при } \epsilon_r = \epsilon_r} \right)^2. \quad (1.2)$$

Если МПЛ имеет полосок толщиной t , то в формулы (1.1) и (1.2) подставляют относительную эффективную ширину [156]

$$\omega_{эф}/h = (\omega/h) + (\Delta\omega/h), \quad (1.3)$$

где

$$\frac{\Delta\omega}{h} = \frac{t}{\pi h} \ln \frac{10,873}{\sqrt{\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{\omega/h + 1,1} \right)^2}}. \quad (1.4)$$

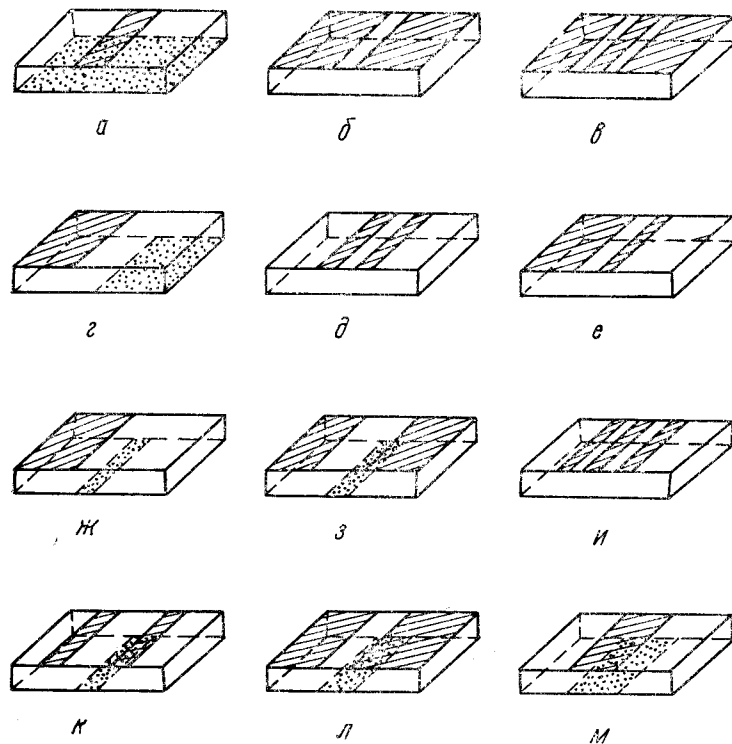


Рис. 1.1. Конструкция линии передачи интегральных устройств СВЧ: а — микрополосковая; б, в, д, е, ж — шелевая; з, и, к, л — копланарная; м — ленточная

Расчеты по формулам (1.1) и (1.2) и результаты расчета другими методами, подтверждающие эффективность выражений (1.1) и (1.2), приведены в табл. 1 и 2.

Для расчета z_0 и $\epsilon_{эф}$ открытой МПЛ с геометрическими размерами ω , h , t и диэлектрической проницаемостью ϵ_r по формуле (1.3) находят $\omega_{эф}/h$, затем определяют z_0 и $\epsilon_{эф}$ по выражениям (1.1) и (1.2). Относительную ширину открытой МПЛ рассчитывают по формуле [172]

$$\frac{\omega_{эф}}{h} = \frac{8 \sqrt{\left[\exp\left(\frac{z_0}{42,4} \sqrt{1 + \epsilon_r} \right) - 1 \right] \frac{7 + 4/\epsilon_r}{11} + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{0,8i}}}{\left[\exp\left(\frac{z_0}{42,4} \sqrt{1 + \epsilon_r} \right) - 1 \right]}, \quad (1.5)$$

затем задают или определяют из технологических соображений отношение t/h , по формуле (1.4) вычисляют $\Delta\omega/h$ и по формуле (1.3) — ω/h .

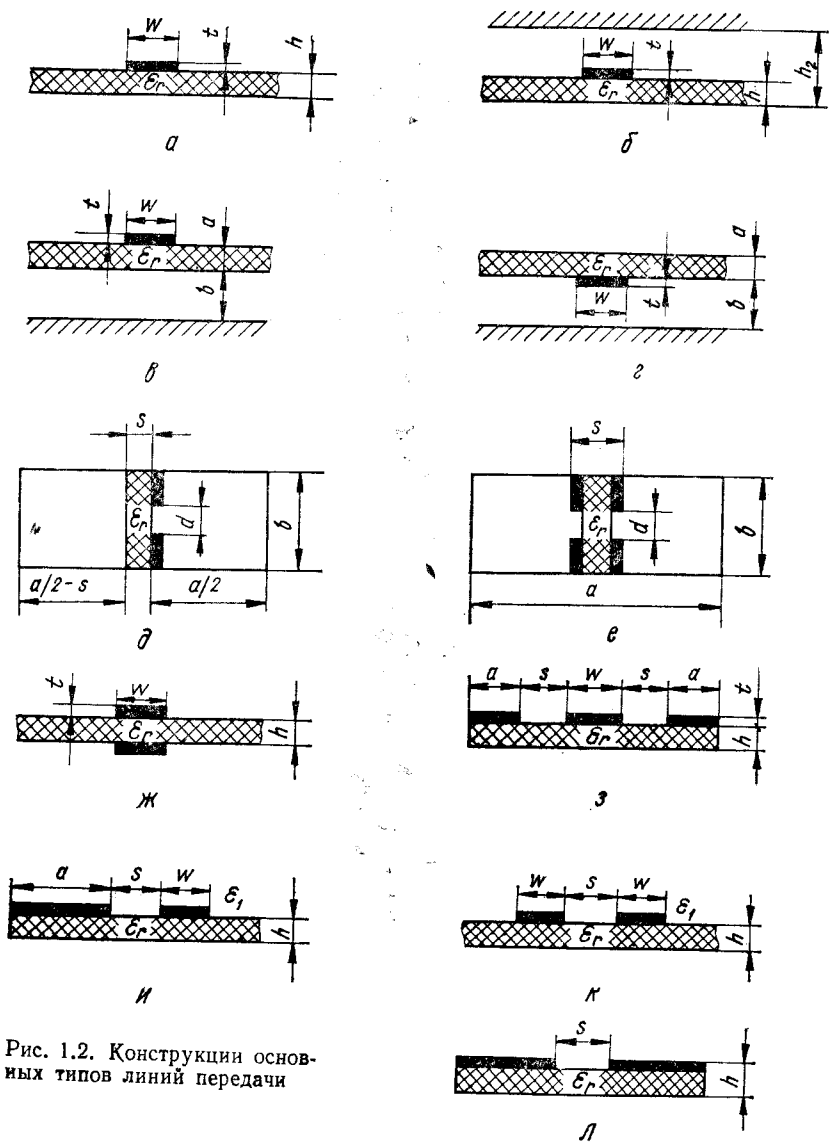


Рис. 1.2. Конструкции основных типов линий передачи

Закрытая МПЛ (рис. 1.2, б). В реальных устройствах МПЛ закрыта экраном. Влияние верхнего металлического экрана на z_0 и $\varepsilon_{эф}$ МПЛ учитывается формулами [156]

$$\varepsilon_{эф} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + a \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right); \quad (1.6)$$

$$z_0 = \frac{z_0 \text{ при } \varepsilon_r = 1 - \Delta z}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}, \quad (1.7)$$

где

$$q = (q_\infty - q_t) q_c; \quad q_\infty = \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^i; \quad i = ab;$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\left(\frac{w}{h} \right)^2 \left[\left(\frac{w}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{52} \right)^2 \right] / \left[\left(\frac{w}{h} \right)^4 + 0,432 \right] \right] +$$

$$+ \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{w}{18,1h} \right)^3 \right]; \quad b = -0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053};$$

$$q_t = \frac{2}{\pi} \ln 2 \left[\frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \right]; \quad q_c = th \left(1,043 + 0,121 \frac{h_2}{h} - \frac{1,164}{h_2/h} \right);$$

$$z_0 = 60 \ln \left\{ \frac{F}{w/h} + \left[1 + \left(2 \frac{h}{w} \right)^2 \right]^{0,5} \right\} \quad \text{при } \varepsilon_r = 1;$$

$$F = 6 + (2\tau - 6) \exp \left[- \left(\frac{30,666}{w/h} \right)^{0,7528} \right]; \quad \Delta z = PQ;$$

$$P = 270 \left\{ 1 - \text{th} \left[1,192 + 0,706 \left(1 + \frac{h_2}{h} \right)^{0,5} - \frac{1,389}{h_2/h} \right] \right\};$$

$$Q = 1,0109 - \text{archth} \left\{ \left[0,012 \frac{w}{h} + 0,177 \left(\frac{w}{h} \right)^2 - 0,027 \left(\frac{w}{h} \right)^3 \right] / \left(1 + \frac{h_2}{h} \right)^2 \right\};$$

$$\frac{w}{h} = \frac{w_{эф}}{h} - \frac{\Delta w}{h}.$$

Таблица 1

w/h	z_0 при $\varepsilon_r = 3,78$						z_0 при $\varepsilon_r = 9,6$					
	[171]	[171]*	[156]	[156]*	Формула (1.1)	[156]**	[171]	[171]*	[156]	[156]*	Формула (1.1)	[156]**
0,01	253,41	—	257,08	—	253,24	—	169,04	—	172,02	—	168,98	—
0,1	164,13	—	165,36	—	163,94	—	109,09	—	109,87	—	109,01	—
0,5	102,01	—	101,65	—	101,82	—	67,37	—	66,79	—	67,306	—
	76,04	73,26	75,54	75,48	75,84	75,70	49,92	47,95	49,30	49,26	49,89	49,5
2	—	51,46	—	52,00	51,34	52,34	—	33,40	—	33,67	33,92	33,96
10	—	15,86	—	15,90	15,82	15,86	—	10,10	—	10,11	10,11	10,11
20	—	8,63	—	8,68	8,64	8,61	—	5,46	—	5,49	5,49	5,45
40	—	4,53	—	4,57	4,56	4,52	—	2,86	—	2,88	2,88	2,85

Продолжение табл. 1

w/h	z_0 при $\varepsilon_r = 36$						z_0 при $\varepsilon_r = 80$					
	[171]	[171]*	[156]	[156]*	Формула (1.1)	[156]**	[171]	[171]*	[156]	[156]*	Формула (1.1)	[156]**
0,01	90,15	—	91,89	—	90,15	—	60,88	—	62,07	—	60,89	—
0,1	58,06	—	58,44	—	57,95	—	39,20	—	39,45	—	39,20	—
0,5	35,73	—	35,31	—	35,73	—	24,10	—	23,80	—	24,11	—
1	26,40	25,31	25,97	25,94	26,42	26,10	17,80	17,05	17,49	17,48	17,81	17,58
2	—	17,55	—	17,66	17,90	17,83	—	11,81	—	11,88	12,06	12,01
10	—	5,26	—	5,26	5,27	5,26	—	3,53	—	3,53	3,55	3,53
20	—	2,84	—	2,85	2,85	2,83	—	1,90	—	1,91	1,91	1,90
40	—	1,48	—	1,49	1,49	1,47	—	0,995	—	1,00	1,00	0,991

* Формулы работ [156; 171] справедливы для $w/h > 1$.
 ** Приближенные формулы работы [156] для $w/h > 1$.

Таблица 2

w/h	$\epsilon_{эф}$ при $\epsilon_r = 3,78$					$\epsilon_{эф}$ при $\epsilon_r = 9,6$						
	[156]**	[156]	[156]*	[171; 172]	[171; 172]*	Формула (1.2)	[156]**	[156]	[156]*	[171; 172]	[171; 172]*	Формула (1.2)
0,01	2,4339	2,4844	—	2,5009	—	2,5053	5,4359	5,5927	—	5,6205	—	5,6205
0,1	2,5283	2,5614	—	2,5623	—	2,5691	5,7279	5,8302	—	5,8007	—	5,8167
0,5	2,6933	2,6819	—	2,6702	—	2,6788	6,2383	6,2939	—	6,1290	—	6,1308
1	2,8091	2,7755	2,7755	2,7694	2,8650	2,7705	6,5965	6,4926	6,4926	6,231	6,6871	6,4926
2	2,9575	—	2,9154	—	2,9975	2,9061	7,0555	—	6,9252	—	7,1175	6,9252
10	3,3729	—	3,3271	—	3,3684	3,3267	8,3406	—	8,1991	—	8,3021	8,1991
20	3,5249	—	3,4889	—	3,5040	3,4879	8,8109	—	8,6994	—	8,7312	8,6994
40	3,6333	—	3,6091	—	3,6058	3,6096	9,1460	—	9,0713	—	9,0524	9,0713

Продолжение табл. 2

w/h	$\epsilon_{эф}$ при $\epsilon_r = 36$					$\epsilon_{эф}$ при $\epsilon_r = 80$						
	[156]**	[156]	[156]*	[171; 172]	[172; 172]*	Формула (1.2)	[156]**	[156]	[156]*	[171; 172]	[171; 172]*	Формула (1.2)
0,01	19,053	19,691	—	19,761	—	19,769	41,748	43,188	—	43,326	—	43,336
0,1	20,241	20,658	—	20,175	—	20,488	44,430	45,371	—	44,931	—	44,945
0,5	22,319	22,175	—	21,791	—	21,749	49,120	48,795	—	47,822	—	47,773
1	23,776	23,354	23,354	22,977	24,000	22,833	52,410	51,455	51,455	50,564	52,852	50,206
2	25,644	—	25,114	—	25,785	24,485	56,626	—	55,430	—	56,895	53,925
10	30,874	—	30,298	—	30,671	29,899	68,431	—	67,131	—	67,952	66,179
20	32,789	—	32,335	—	32,436	32,090	72,752	—	71,727	—	71,942	71,135
40	34,152	—	33,849	—	33,755	33,717	75,830	—	75,144	—	74,925	74,324

* Формулы работ [156; 171; 172] справедливы для $w/h > 1$.
** Приближенные формулы работы [156].

Выражения (1.6) и (1.7) обычно применяют при $(h_2 - h) \leq (2...6)h$. Потери в металле МПЛ определяют по формулам [53]

$$\alpha_{n1} \frac{z_0/h}{8,68R_{ст}/2} = \begin{cases} D_1 (\omega_{эф}/h + B_1) & \text{для } \omega_{эф}/h \leq 1/2\pi, \\ D_1 (\omega_{эф}/h + B_2) & \text{для } 1/2\pi < \omega_{эф}/h \leq 2, \\ D_2 (\omega_{эф}/h + B_2) & \text{для } \omega_{эф}/h > 2, \end{cases} \quad (1.8)$$

$$\alpha_{n2} \frac{z_0/h}{8,68R_{сз}/2} = \begin{cases} D_1 \omega_{эф}/h & \text{для } \omega_{эф}/h \leq 2, \\ D_2 \omega_{эф}/h & \text{для } \omega_{эф}/h > 2, \end{cases} \quad (1.9)$$

где

$$D_1 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\omega_{эф}/h} - \frac{1}{16} \frac{\omega_{эф}}{h} \right); \quad (1.10)$$

$$B_1 = 2 \left[1 + \frac{1}{\pi} \left(\ln \frac{4\pi w}{t} + t/w \right) \right]; \quad (1.11)$$

$$D_2 = \frac{1 + \frac{1}{0,5w/h + 0,94}}{\left\{ \omega_{эф}/h + (2/\pi) \ln \left[17,08 \left(0,5 \frac{\omega_{эф}}{h} + 0,94 \right) \right] \right\}^2}; \quad (1.12)$$

$$B_2 = 2 \left[1 + \frac{1}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right]; \quad (1.13)$$

где α_{n1} — потери в полоске; α_{n2} — потери в экране; $R_{ст}$, $R_{сз}$ — поверхностное сопротивление материала полоски и экрана соответственно, Ом. Поверхностное сопротивление рассчитывают по формуле [107]

$$R_s = 1/\sigma\delta = \sqrt{\pi f/\sigma}, \quad (1.14)$$

где f — частота, МГц; σ — удельная проводимость, См/м; δ — глубина проникновения, мкм.

Потери в диэлектрике для МПЛ [29]

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\sqrt{\epsilon_{эф}} \operatorname{tg} \delta}{\lambda}, \quad (1.15)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь.

Полные потери в закрытой МПЛ

$$\alpha = \alpha_{n1} + \alpha_{n2} + \alpha_d. \quad (1.16)$$

Более точные формулы для расчета потерь в проводниках МПЛ приведены в работе [16]. На рис. 1.3 построен график зависимости потерь в МПЛ от частоты. Этот график и выражения (1.8) — (1.16) позволяют оценить потери в МПЛ.

Частотная зависимость (дисперсия) эффективной диэлектрической проницаемости [29]

$$\epsilon_{эф}(f) = \epsilon_r -$$

$$\frac{1 + (0,6 + 0,009z_0) \left(\frac{f}{0,3979z_0/h} \right)^2}{\epsilon_r - \epsilon_{эф}}, \quad (1.17)$$

где h — толщина подложки, мм; f — частота, ГГц. Частотная зависимость волнового сопротивления [29]

$$z_0(f) = z_0 \sqrt{\frac{\epsilon_{эф}}{\epsilon_{эф}(f)}}. \quad (1.18)$$

Формулы (1.17) и (1.18) можно применять для частот до нескольких десятков гигагерц.

«Подвешенная» микрополосковая линия (рис. 1.2, в, г). Волновое сопротивление [165]

$$z = z_0' / \sqrt{\epsilon_{эф}}, \quad (1.19)$$

где z_0' — волновое сопротивление МПЛ с высотой h в однородной (воздушной) среде

$$h = \begin{cases} a + b & \text{для рис. 1.2, в,} \\ b & \text{для рис. 1.2, г.} \end{cases} \quad (1.20)$$

Коэффициент $\sqrt{\epsilon_{эф}}$ рассчитывают по формулам для рис. 1.2, в

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} = 1 + \frac{a}{b} \left[a_1 - b_1 \ln \left(\frac{w}{b} \right) \right] \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1.21)$$

$$\text{где } a_1 = \left[0,8621 - 0,1251 \ln \left(\frac{a}{b} \right) \right]^2; \quad b_1 = \left[0,4986 - 0,1397 \ln \left(\frac{a}{b} \right) \right]^4;$$

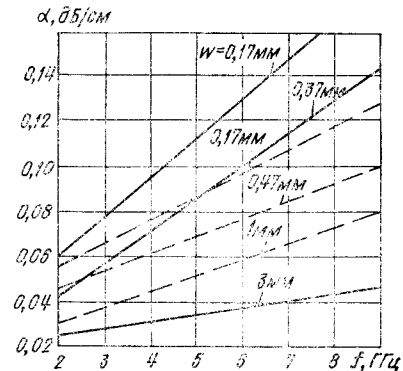


Рис. 1.3. Зависимость потерь в МПЛ от частоты при различной толщине подложки:

— $h = 1$ мм; - - - $h = 0,5$ мм

для рис. 1.2, з

$$\sqrt{\epsilon_{эф}} = 1 + \frac{a}{b} \left[a_1 - b_1 \ln \left(\frac{w}{b} \right) \right], \quad (1.22)$$

где $a_1 = \left[0,5173 - 0,1515 \ln \left(\frac{a}{b} \right) \right]^2$; $b_1 = \left[0,3092 - 0,1047 \ln \left(\frac{a}{b} \right) \right]^2$.
Выражения (1.19) — (1.22) справедливы при $1 \leq w/b \leq b$; $0,2 \leq a/b \leq 1$; $\epsilon_r \leq 6$ с точностью до $\pm 2\%$.

Потери в проводниках в «Повешенной» МПЛ близки к потерям в закрытой МПЛ, а потери в диэлектрике [165]

$$\alpha_d = \frac{27,3\epsilon_r (\epsilon_{эф} - 1) \operatorname{tg} \delta}{\epsilon_{эф} (\epsilon_r - 1)}$$

1.2. ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ ЛИНИИ

Односторонняя волноводно-щелевая линия (ВЩЛО) (рис. 1.2, д). Волновое сопротивление [164; 165]

$$z_0 = \frac{240\pi^2 (\rho x + q) \left[\frac{b}{(a-s)} \right]}{(0,385x + 1,7621)^2 \sqrt{\epsilon_{эф}}}, \quad (1.23)$$

где $x = -0,763 \left(\frac{b}{\lambda} \right)^2 + 0,58 \left(\frac{b}{\lambda} \right) + 0,0775 \left[\ln \left(\frac{a}{s} \right) \right]^2 - 0,668 \left[\ln \left(\frac{a}{s} \right) \right] + 1,262$; $\rho = 0,17 \left(\frac{b}{\lambda} \right) + 0,0098$;

$$q = \begin{cases} 0,138 \frac{b}{\lambda} + 0,873 & \text{для } d/b \leq 0,3; \\ 0,372 \frac{b}{\lambda} + 0,917 & \text{для } d/b \geq 0,3. \end{cases}$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость

$$\epsilon_{эф} = \left(\frac{\lambda_{cd}}{\lambda_{ca}} \right)^2 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{ca}} \right)^2, \quad (1.24)$$

где $\frac{b}{\lambda_{ca}} = \frac{b}{2a} \left[1 + \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\frac{b}{a} \right) \left(1 + 0,2 \sqrt{\frac{b}{a}} \right) x \right]^{-0,5}$;

$$x = -\ln \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{d}{b} \right); \quad \frac{b}{\lambda_{cd}} = \frac{b}{2(a-s)} \left[1 + \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\frac{b}{a-s} \right) \times \right. \\ \left. \times \left(1 + 0,2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) x_u K \right]^{-0,5};$$

$$x_u = 2x + \epsilon_r [G_a + G_d]; \quad G_a = \eta_a \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\eta_a} \right) + \ln [1 + \eta_a^2]^{0,5};$$

$$\eta_a = \eta_d \left(\frac{d}{b} \right); \quad \eta_d = \left(\frac{s}{a} \right) / \left[\left(\frac{b}{a} \right) \left(\frac{d}{b} \right) \right]; \quad G_d = h_d \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{h_d} \right) + \ln [1 + h_d^2]^{0,5};$$

$$K = 1 - \frac{s}{a} F (1,231 - 0,0769\epsilon_r);$$

$$F = \begin{cases} 1,9454r^3 - 12,504r^2 + 31,524r - 25,1223 & \text{для } d/b \leq 0,5; \\ 2,588r^3 - 17,06r^2 + 42,451r - 33,934 & \text{для } 0,5 \leq d/b \leq 0,75; \\ 3,47r^3 - 23,77r^2 + 59,285r - 48,05 & \text{для } 0,75 \leq d/b \leq 1, \end{cases}$$

$$r = \ln(a/s).$$

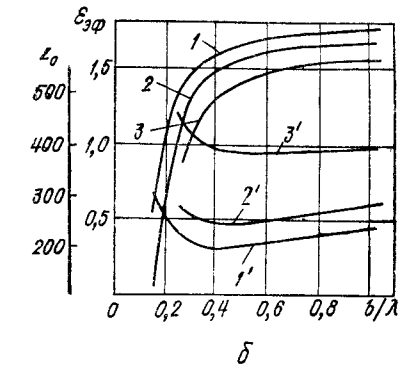
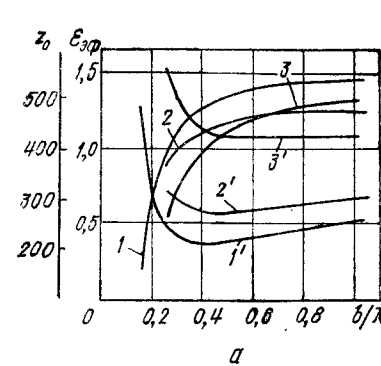


Рис. 1.4. Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости и волнового сопротивления ВЩЛО от отношения b/λ :

$a - \epsilon_r = 2,22$; $b - \epsilon_r = 3$; $c - \epsilon_r = 3,78$; $1 (1') - d/b = 0,125$; $2 (2') - d/b = 0,25$; $3 (3') - d/b = 0,5$; знак «'» относится к z_0 .

Точность приведенных формул $\pm 1\%$ при $2,2 \leq \epsilon_r \leq 3,8$; $1/64 \leq s/a \leq 1/8$; $d/b \leq 1$; $b/a \leq 1$.

Зависимости $\epsilon_{эф}$ и z_0 от b/λ показаны на рис. 1.4.

Двусторонняя волноводно-щелевая линия (ВЩЛД) (рис. 1.2, е). Волновое сопротивление z_0 и эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{эф}$ рассчитывают по выражениям (1.23) и (1.24) при следующих заменах в них [164, 165]:

$$x = x + G_d; \quad \rho = 0,097 \left(\frac{b}{\lambda} \right)^2 + 0,01 \left(\frac{b}{\lambda} \right) + 0,04095; \quad q = 0,0031 \left(\frac{b}{\lambda} \right) + 0,89;$$

$$\frac{b}{\lambda_{ca}} = \frac{b}{2(a-s)} \left[1 + \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\frac{b}{a-s} \right) \left(1 + 0,2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) (x + G_d) \right]^{-0,5}; \quad (1.25)$$

$$\frac{b}{\lambda_{cd}} = \frac{b}{2(a-s)} \left[1 + \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\frac{b}{a-s} \right) \left(1 + 0,2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) (x + \epsilon_r G_d) \right]^{-0,5}. \quad (1.26)$$

Погрешность и границы применимости формул (1.25) и (1.26) такие же, как и для односторонней линии. Зависимость z_0 и $\epsilon_{эф}$ от отношения b/λ показана на рис. 1.5.

1.3. КОПЛАНАРНЫЕ ЛИНИИ

Ленточная линия (рис. 1.2, ж). Параметры ленточной линии z_0 , $\epsilon_{эф}$, α рассчитывают по формулам для МПЛ. При этом h заменяют на $h/2$, а $z_0 = 2z_0$ МПЛ [53].

Копланарная линия (КЛ) (рис. 1.2, з). Волновое сопротивление [29; 173]

$$z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \frac{K [(1 - k^2)^{0,5}]}{K(k)}. \quad (1.27)$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость [29; 173]

$$\epsilon_{эф} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \left\{ \lg \left[0,775 \ln \left(\frac{h}{s} \right) + 1,75 \right] + \frac{ks}{h} [0,04 - 0,7k + 0,01(1 - 0,1\epsilon_r)(0,25 + k)] \right\}, \quad (1.28)$$

где $K[(1 - k^2)^{0,5}]$; $K(k)$ — полные эллиптические интегралы 1-го рода от аргументов $(1 - k^2)^{0,5}$ и k соответственно. Аргумент k в выражениях (1.27) и (1.28) оп-

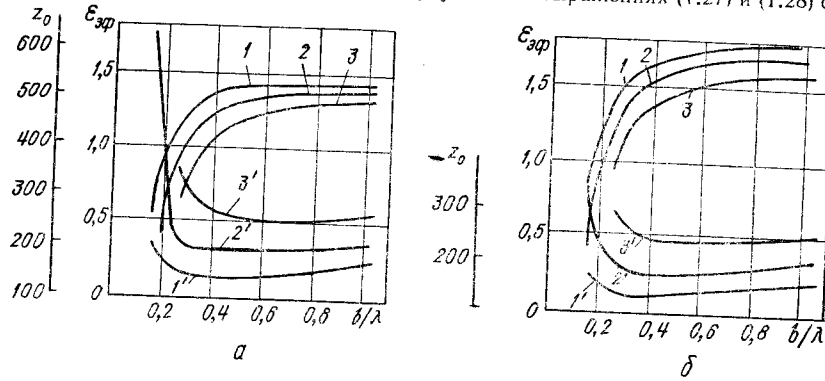


Рис. 1.5. Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости и волнового сопротивления ВЦЛД от отношения b/λ :
 $a - \epsilon_r = 2,22; \epsilon_r = 3; \epsilon_r = 3,78$;
 $1(1') - a/b = 0,125; 2(2') - a/b = 0,25;$
 $3(3') - a/b = 0,5$; знак $'$ относится к z_0

ределяют в соответствии с работой [49]

$$k^2 = \frac{a}{s} \left(\frac{\omega/s}{2 + \omega/s} \right)^2 \times \frac{2 + a/s + \omega/s}{(1 + a/s)(1 + a/s + \omega/s)}$$

При $a \rightarrow \infty$ $k = 1/(1 + 2s/\omega)$ соответствует данным работы [49].

Волновое сопротивление КЛ можно рассчитать также по формуле [144]

$$z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \frac{\ln(1/k)}{0,665 \{1,5 - \exp[-0,4(1/k - 1)]\}}. \quad (1.29)$$

При h , близких и меньших s , z_0 рассчитывают по формуле

$$z_0 = \frac{120\pi \sqrt{\epsilon_{эф}}}{4 \frac{K'(k)}{K(k)} + 2(\epsilon_r - 1) \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}}, \quad (1.30)$$

где

$$k = \left(1 + \frac{2s/s}{2 + \omega/s} \right) \sqrt{\frac{1 + \omega/s}{(1 + a/s + \omega/s)(1 + a/s)}};$$

$$k_1 = (1 + q_1 + q_2)/(1 + q_1)(1 + q_2);$$

$$q_1 = \text{sh} \left(\frac{\pi a}{2h} \right) \text{sh} \left[\frac{\pi}{2h} (a + \omega + 2s) \right] \left\{ \text{sh} \left(\frac{\pi s}{2h} \right) \text{sh} \left[\frac{\pi(\omega + s)}{2h} \right] \right\}^{-1};$$

$$q_2 = \text{sh}^2 \left(\frac{\pi \omega}{4h} \right) \left\{ \text{sh} \left(\frac{\pi s}{2h} \right) \text{sh} \left[\frac{\pi(\omega + s)}{2h} \right] \right\}^{-1}.$$

Погрешность формулы (1.30) меньше 5% при $\epsilon_r > 3$. Выражения (1.27) — (1.29) имеют большую точность при больших h .

Асимметричная щелевая линия (рис. 1.2, а). Волновое сопротивление и эффективная диэлектрическая проницаемость соответственно

$$z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{2(1 + \epsilon_r)}} \frac{K[(1 - k^2)^{0,5}]}{K(k)}; \quad \epsilon_{эф} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2},$$

где $k = \omega/(\omega + s)$; $K[(1 - k^2)^{0,5}]$, $K(k)$ — полные эллиптические интегралы 1-го рода.

Двухполосковая линия (рис. 1.2, б). Расчетные соотношения для двухполосковой линии

$$z_0 = \frac{240\pi}{\sqrt{2(1 + \epsilon_r)}} \frac{K(k)}{K[(1 - k^2)^{0,5}]}; \quad \epsilon_{эф} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2},$$

где $k = s/(s + 2\omega)$; $K(k)$; $K[(1 - k^2)^{0,5}]$ — полные эллиптические интегралы 1-го рода.

Щелевая линия (рис. 1.2, в). Расчетные соотношения для щелевой линии (ЩЛ) [151] для $0,02 \leq s/h < 0,2$; $0,01 \leq h/\lambda_0 \leq h/\lambda_0$; $\epsilon_r = 9,6...20$

$$z_0 = 72,62 - 35,19 \lg \epsilon_r + 50 (s/h - 0,02) \frac{(s/h - 0,1)}{(s/h)} +$$

$$+ \lg \left(\frac{100s}{h} \right) [44,28 - 19,58 \lg \epsilon_r] - [0,32 \lg \epsilon_r - 0,11 + (s/h) \times$$

$$\times (1,07 \lg \epsilon_r + 1,44)] \left(11,4 - 6,07 \lg \epsilon_r - 100 \frac{h}{\lambda} \right)^2; \quad (1.31)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} = 0,923 - 0,448 \lg \epsilon_r + 0,2 \left(\frac{s}{h} \right) - \left[0,29 \left(\frac{s}{h} \right) + 0,047 \right] \lg \left(100 \frac{h}{\lambda} \right); \quad (1.32)$$

для $0,2 \leq s/h \leq 1$; $0,01 \leq h/\lambda \leq h/\lambda_0$; $\epsilon_r = 9,6...20$

$$z_0 = 113,19 - 53,55 \lg \epsilon_r + 1,25 \left(\frac{s}{h} \right) (114,59 - 51,88 \lg \epsilon_r) +$$

$$+ 20 \left[\left(\frac{s}{h} \right) - 0,2 \right] \left[1 - \left(\frac{s}{h} \right) \right] - \left[0,15 + 0,23 \lg \epsilon_r + \left(\frac{s}{h} \right) (2,07 \lg \epsilon_r - 0,79) \right] \times$$

$$\times \left[10,25 - 5 \lg \epsilon_r + \left(\frac{s}{h} \right) (2,1 - 1,42 \lg \epsilon_r) - 100h/\lambda \right]^2; \quad (1.33)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} = 0,987 - 0,483 \lg \epsilon_r + \left(\frac{s}{h} \right) (0,111 - 0,0022\epsilon_r) -$$

$$- \left(0,121 + 0,094 \frac{s}{h} - 0,032\epsilon_r \right) \lg \left(100 \frac{h}{\lambda} \right), \quad (1.34)$$

где h/λ_0 — частота отсечки для волны TE_{10} ЩЛ, т. е. $h/\lambda_0 = 0,25 \sqrt{\epsilon_r - 1}$.

Кроме выражений (1.31) — (1.34) для расчета параметров ЩЛ можно пользоваться графиками работы [158]. Потери в ЩЛ линейно возрастают от 0,08 до 0,13 дБ/см при изменении частоты от 4 до 8,5 ГГц [167].

1.4. СВЯЗАННЫЕ ЛИНИИ

Связанные линии (СЛ) (рис. 1.6, а) характеризуются сопротивлением четного и нечетного типов колебаний (z^+ и z^- соответственно), эффективной диэлектрической проницаемостью четного и нечетного типов колебаний ($\epsilon_{эф}^+$ и $\epsilon_{эф}^-$ соответственно), коэффициентом связи ($C = |S_{13}|$), под которым понимается модуль коэффициента матрицы рассеяния при длине области связи $\Theta = \pi/2$. Проектирование СЛ подразумевает решение двух задач: 1) по геометрическим размерам поперечного сечения (рис. 1.6, б и в) и диэлектрической проницаемости ϵ_r определить z^+ и $\epsilon_{эф}^{\pm}$; 2) по сопротивлениям z^{\pm} определить размеры поперечного сечения СЛ.

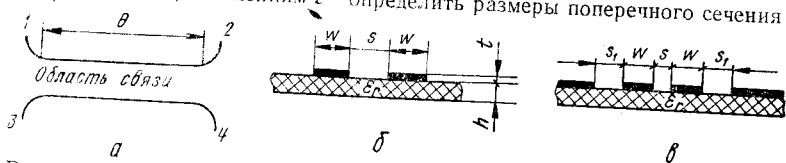


Рис. 1.6. Связанные линии: а — схема ответвителя на связанных линиях; б — сечение связанных МПЛ; в — сечение связанных КЛ

Для СЛ с уравновешенной связью должны выполняться следующие соотношения:

$$z^+ z^- = R_0^2; \quad (1.35)$$

$$C = (z^+ - z^-) / (z^+ + z^-); \quad (1.36)$$

$$z^+ = R_0 \sqrt{(1+C)/(1-C)}; \quad (1.37)$$

$$z^- = R_0 \sqrt{(1-C)/(1+C)}. \quad (1.38)$$

где R_0 — волновое сопротивление подводящих линий. Связанные микрополосковые линии (СМПЛ). Расчет связанных микрополосковых линий состоит из трех этапов. На первом этапе рассчитывают эффективную ширину полоска, соответствующую четному и нечетному типам возбуждений [140]

$$\left(\frac{w}{h}\right)^+ = \frac{2}{\pi} \operatorname{arch} [(2H - g + 1)/(g + 1)]; \quad (1.39)$$

$$\left(\frac{w}{h}\right)^- = \frac{2}{\pi} \operatorname{arch} \left[\frac{(2H - g - 1)}{(g - 1)} \right] + \frac{4}{\pi(0,5 + \epsilon_r/2)} \operatorname{arch} (1 + 2w/s); \quad (1.40)$$

$$\left(\frac{w}{h}\right)^- = \frac{2}{\pi} \operatorname{arch} \left[\frac{(2H - g - 1)}{(g - 1)} \right] + \frac{1}{\pi} \operatorname{arch} (1 + 2w/s), \quad (1.41)$$

$$\text{где } g = \operatorname{ch} \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{s}{h} \right) \right]; \quad H = \operatorname{ch} \left[\pi \frac{w}{h} + \frac{\pi}{2} \frac{s}{h} \right].$$

На втором этапе по формуле (1.1) рассчитывают z_0 при $(w/h)^+$ и $(w/h)^-$ и определяют z^{\pm} по выражениям

$$z^+ = 2z_0 \text{ при } (w/h)^+; \quad (1.42)$$

$$z^- = 2z_0 \text{ при } (w/h)^-. \quad (1.43)$$

На третьем этапе рассчитывают эффективную диэлектрическую проницаемость для четного и нечетного типов возбуждения по эмпирическим формулам *

$$\epsilon_{эф}^+ = \epsilon_{эф} \text{ при } z_0 = z^+/2; \quad (1.44)$$

$$\epsilon_{эф}^- = \epsilon_{эф} \text{ при } z_0 = 2z^+, \quad (1.45)$$

* Формулы предложены канд. техн. наук В. В. Коинным.

Таблица 3

s/h	w/h	z^+ при $\epsilon_r = 9,5$			z^+ при $\epsilon_r = 3,78$			z^+ при $\epsilon_r = 36$			z^+ при $\epsilon_r = 80$		
		[168]	[30]	Формула (1.42)	[168]	[30]	Формула (1.42)	[168]	Формула (1.42)	[168]	Формула (1.42)		
0,05	0,1	171,84	—	171,46	—	259,29	258,54	91,186	—	61,548	—	61,548	
	0,5	97,651	—	97,459	146,68	148,77	148,23	51,600	34,39	34,796	—	34,796	
	1,0	67,054	—	66,823	103,06	102,95	102,35	35,336	23,81	23,749	—	23,749	
	2,0	42,693	—	41,769	64,47	66,098	64,55	21,84	14,69	14,758	—	14,758	
0,1	0,05	189,87	—	189,50	—	286,18	285,40	100,84	—	68,073	—	68,073	
	0,1	164,39	164,1	164,04	—	248,23	247,49	87,217	—	58,865	—	58,865	
	0,5	95,67	96,2	95,387	139,49	145,85	145,13	50,49	32,64	34,048	—	34,048	
	1,0	64,46	66,5	65,887	98,89	101,66	100,93	33,95	22,87	23,409	—	23,409	
	2,0	40,56	41,7	41,411	62,77	64,33	64,01	21,27	14,32	14,630	—	14,630	
0,2	0,05	176,81	—	176,39	—	266,76	265,88	93,824	—	63,331	—	63,331	
	0,1	153,96	156,0	153,71	—	232,74	232,10	81,687	—	55,129	—	55,129	
	0,5	92,067	92,2	91,822	128,75	140,48	139,80	44,871	30,258	32,761	—	32,761	
	1,0	64,708	64,5	64,181	92,562	99,46	98,38	31,884	21,483	22,799	—	22,799	
	2,0	38,890	40,074	40,755	60,111	63,635	63,01	20,414	13,741	14,396	—	14,396	
0,5	0,05	156,85	—	157,02	—	237,01	237,04	83,462	—	56,328	—	56,328	
	0,1	136,90	138,4	136,92	—	207,29	207,08	72,703	—	49,056	—	49,056	
	0,5	84,32	84,5	84,314	109,32	128,83	128,57	33,500	25,986	30,052	—	30,052	
	1,0	60,63	60,5	60,351	81,39	93,274	92,621	28,411	19,163	21,422	—	21,422	
	2,0	36,058	39,4	39,214	55,308	61,331	60,674	19,013	12,810	13,845	—	13,845	
1,0	0,05	142,77	—	143,68	—	215,81	217,16	76,323	—	51,503	—	51,503	
	0,1	123,99	126,0	124,72	—	187,82	188,90	66,177	—	44,646	—	44,646	
	0,5	77,317	77,4	77,13	92,859	118,15	118,69	32,810	22,152	24,672	—	24,672	
	1,0	56,44	56,5	56,73	71,34	86,82	87,17	25,101	16,942	20,121	—	20,121	
	2,0	33,67	37,6	37,67	50,597	58,413	58,339	17,624	11,887	13,296	—	13,296	

Таблица 6

s/h	w/h	$\epsilon_{эф}^-$ при $\epsilon_r = 9,6$				$\epsilon_{эф}^-$ при $\epsilon_r = 3,78$				$\epsilon_{эф}^-$ при $\epsilon_r = 36$		$\epsilon_{эф}^-$ при $\epsilon_r = 80$	Формула (1.45)	
		[168]	[30]	[70]	(1.45)	[168]	[30]	Формула (1.45)	[168]	Формула (1.45)	[168]			
0,05	0,05	—	5,2941	—	—	—	2,3880	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,1	6,88	5,2974	—	—	—	2,3891	—	—	—	—	—	—	—
1,0	0,5	7,87	5,3439	—	—	3,06	2,4045	—	—	—	—	—	—	—
2,0	1,0	8,15	5,4459	—	—	3,44	2,4381	—	—	—	—	—	—	—
	2,0		5,7382	—	—	3,51	2,5339	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,05	—	5,2974	—	—	—	2,3891	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,1	—	5,3016	—	—	—	2,3905	—	—	—	—	—	—	—
0,5	0,5	6,25	5,3553	—	—	—	2,4083	—	—	—	—	—	—	—
1,0	1,0	7,00	5,4643	—	—	2,78	2,4442	—	—	—	—	—	—	—
2,0	2,0	7,32	5,7649	—	—	3,06	2,5425	—	—	—	—	—	—	—
0,2	0,05	—	5,3044	—	—	3,15	2,5425	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,1	—	5,3044	—	—	—	2,3915	—	—	—	—	—	—	—
0,5	0,5	5,88	5,3105	—	—	—	2,3935	—	—	—	—	—	—	—
1,0	1,0	6,072	5,3778	—	—	2,5015	2,4157	—	—	—	—	—	—	—
2,0	2,0	6,323	5,5005	—	—	2,6845	2,4560	—	—	—	—	—	—	—
	0,05	—	5,8166	—	—	2,7652	2,5594	—	—	—	—	—	—	—
	0,1	—	5,3285	—	—	—	2,3995	—	—	—	—	—	—	—
	0,5	5,137	5,3398	—	—	—	2,4032	—	—	—	—	—	—	—
	1,0	5,266	5,4443	—	—	2,3165	2,4377	—	—	—	—	—	—	—
	2,0	5,270	5,6035	—	—	2,3590	2,4898	—	—	—	—	—	—	—
			5,9587	—	—	2,3279	2,6057	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,05	—	5,3786	—	—	—	2,4161	—	—	—	—	—	—	—
	0,1	—	5,3398	—	—	—	2,4221	—	—	—	—	—	—	—
	0,5	5,181	5,4443	—	—	2,3279	2,4724	—	—	—	—	—	—	—
	1,0	5,161	5,6035	—	—	2,3102	2,5401	—	—	—	—	—	—	—
	2,0	4,897	5,9587	—	—	2,1759	2,6688	—	—	—	—	—	—	—

где $\epsilon_{эф}$ и z_0 — эффективная диэлектрическая проницаемость и волновое сопротивление одиночной микрополосковой линии, которые рассчитывают по формулам (1.2) и (1.1). Значения z^\pm и $\epsilon_{эф}^\pm$, рассчитанные по выражениям (1.39) — (1.45), отличаются от значений, приведенных в работе [145], на $\pm 2\%$ при всех значениях s/h , w/h и ϵ_r .

В табл. 3—6 приведены расчеты по формулам (1.42) — (1.45) и по формулам работ [30; 145; 168], также дано сравнение с расчетами электродинамическим методом [70] для $t/h = 0$. При $t/h \neq 0$ в вышеприведенные выражения следует подставлять $\omega_{эф}/h = w/h + \Delta w/h$; $s_{эф}/h = s/h - \Delta w/h$. При этом погрешность расчета при малых значениях s/h и w/h увеличивается.

Методика синтеза СМПЛ по сопротивлениям четного и нечетного типов колебаний $z^{(\pm)}$ и параметрам МПЛ ϵ_r , h , t . Рассчитывают эффективную ширину связанных линий для четного и нечетного типов возбудителей

$$\left(\frac{w}{h}\right)^\pm = 8 \left\{ \left[\exp\left(\frac{z^\pm}{84,8} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1 \right] \frac{7 + 4/\epsilon_r}{11} + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{0,81} \right\}^{0,5} \times \left[\exp\left(\frac{z^\pm}{84,8} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1 \right]^{-1}. \quad (1.46)$$

Полученные значения подставляют в уравнение

$$\left(\frac{w}{h}\right)^- = \left(\frac{2}{\pi}\right) \operatorname{arch} \left\{ \frac{[(g+1)f - 2]}{(g-1)} \right\} + M \operatorname{arch} \left\{ \frac{\operatorname{arch} \left\{ \frac{[(g+1)f + g - 1]}{2} \right\}}{\operatorname{arch} g} \right\}, \quad (1.47)$$

$$\text{где } f = \operatorname{ch} \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{w}{h}\right)^+ \right]; \quad M = \begin{cases} \frac{1}{\pi} & \text{при } \epsilon_r \geq 6 \\ \frac{8}{[\pi(\epsilon_r + 2)]} & \text{при } \epsilon_r \leq 6. \end{cases}$$

Из решения уравнения (1.47) определяют g .
Вычисляют

$$H = \frac{[(g+1)f + g - 1]}{2}.$$

Находят

$$\left. \begin{aligned} \omega_{эф}/h &= 1/\pi (\operatorname{arch} H - \operatorname{arch} g); \\ s_{эф}/h &= 2/\pi \operatorname{arch} g; \\ \omega/h &= \omega_{эф}/h - \Delta w/h; \quad s/h = s_{эф}/h + \Delta w/h. \end{aligned} \right\} \quad (1.48)$$

Частотная зависимость (дисперсия) эффективной диэлектрической проницаемости в СМПЛ [30; 174]

$$\epsilon_{эф}^\pm(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{эф}^\pm}{1 + A^\pm \left(\frac{f}{B^\pm}\right)^2}, \quad (1.49)$$

где $A^+ = 0,6 + 0,0045z^+$; $A^- = 0,6 + 0,018z^-$; $B^+ = 0,1989z^+$; $B^- = 0,7958z^-$; z^+ , z^- , $\epsilon_{эф}^+$, $\epsilon_{эф}^-$ — определяют по формулам (1.42) — (1.45).

Частотная зависимость (дисперсия) волнового сопротивления для четного и нечетного типов возбуждения определяется по формуле (1.18) при подстановке в нее $\epsilon_{эф}^\pm$ и $z^\pm(f)$.

Связанные копланарные линии (СКЛ) (рис. 1.6, е) рассчитывают по формулам [120]

$$z^+ = \frac{[120\pi/\sqrt{2(1+\epsilon_r)}] K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)}; \quad (1.50)$$

$$z^- = \frac{[120\pi/\sqrt{2(1+\epsilon_r)}] K(\sqrt{1-k_1^2})}{K(k_1)}; \quad (1.51)$$

$$\sqrt{\epsilon_{эф}^+} = \sqrt{\epsilon_{эф}^-} = \sqrt{(1+\epsilon_r)/2}, \quad (1.52)$$

где $k^2 = \frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2}$; $k_1^2 = \frac{c^2}{b^2} \frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2} = \frac{c^2}{b^2} k^2$; $a = s/2$; $b = \omega + s/2$; $c = \omega + s_1 + s/2$;

$K(\sqrt{1-k^2})$; $K(k)$; $K(\sqrt{1-k_1^2})$; $K(k_1)$ — полные эллиптические интегралы 1-го рода. Расчет эллиптических интегралов в формулах (1.50) и (1.51), так же как в (1.27) и (1.30), проводится по их разложению в ряд. Расчет можно выполнить на микрокалькуляторе типа МК-54 [37; 123].

Примеры расчетов связанных микрополосковых линий. Способ расчета МПЛ, рассмотренный выше, является универсальным и может быть реализован на микрокалькуляторе МК-54 с использованием некоторых программ [37].

Пример 1. Заданы $\epsilon_r = 9,6$; $s/h = 0,073$; $\omega/h = 0,081$. Определить z^+ и z^- . По формулам (1.39) и (1.41) рассчитываем $(\omega/h)^+ = 0,224$; $(\omega/h)^- = 2,939$. По выражениям (1.1), (1.42) и (1.43) определяем $z^+ = 176,17$ Ом; $z^- = 52,62$ Ом.

Таким образом, через размеры связанных МПЛ определили сопротивления четного и нечетного типов колебаний.

Пример 2. Заданы $\epsilon_r = 9,6$; $z^+ = 176,17$ Ом. Определить $\epsilon_{эф}^+$. Подставляем в формулу (1.5) следующие значения: $z_{01} = 2z^+ = 2 \cdot 176,17 = 352,34$; $z_{02} = z^+ / 2 = 176,17/2 = 88,085$; $\epsilon_r = 9,6$ и определяем $(\omega/h)_1$ и $(\omega/h)_2$, соответствующие волновым сопротивлениям $z_{01} = 352,34$ и $z_{02} = 88,085$.

Подставляем $(\omega/h)_1$ в формулу (1.1) и при $\epsilon_r = 1$ рассчитываем z_0 . По формуле (1.2) рассчитываем $\epsilon_{эф}^+ = 5,45$.

Подставляем $(\omega/h)_2$ в формулу (1.1) и при $\epsilon_r = 1$ рассчитываем z_0 . По формуле (1.2) рассчитываем $\epsilon_{эф}^+ = 5,93$.

Пример 3. Синтез геометрических размеров двух связанных МПЛ. Заданы $\epsilon_r = 9,6$; $t = 0$; $h = 1$, $z^+ = 69,458$; $z^- = 39,047$.

По формуле (1.46) рассчитываем $(\omega/h)^+ = 1,9257$; $(\omega/h)^- = 4,4294$. Из уравнения (1.47) определяем $g = 1,1323$.

По выражениям (1.48) рассчитываем $\omega/h = 0,8233$; $s/h = 0,324$. Длину области связи можно вычислить через коэффициент укорочения длины волны, выраженный через $\epsilon_{эф}^+$ и $\epsilon_{эф}^-$.

1.5. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРЫ

Общие свойства диэлектрических резонаторов. Диэлектрические резонаторы (ДР) — это малые тела (рис. 1.7) из изотропного или анизотропного диэлектрика [34; 48; 50; 56] в форме сферы, параллелепипеда, диска, цилиндра, кольца с большим значением диэлектрической проницаемости ($\epsilon \gg 1$). Форма и размер ДР выбираются такими, чтобы на заданной резонансной частоте в нем, за счет явления

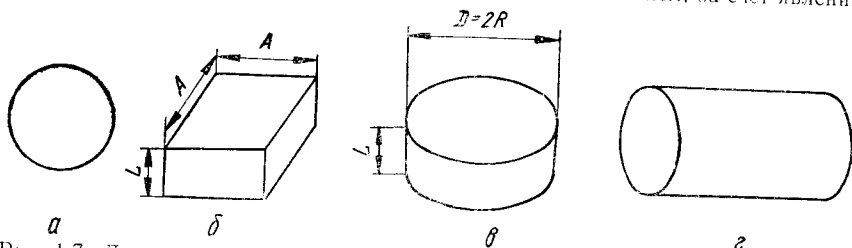


Рис. 1.7. Диэлектрические резонаторы

только внутреннего отражения, выполнялись условия объемного резонанса электромагнитного поля определенной структуры. В отличие от полых резонаторов, в которых на «идеально проводящих» (электрических) стенках выполняются граничные условия

$$E_t = 0 \text{ и } H_n = 0, \quad (1.53)$$

в ДР на границе раздела диэлектрика с $\epsilon \gg 1$ и свободного пространства (на магнитных стенках) приближенно выполняются дуальные по отношению к условию (1.53) граничные условия

$$E_n = 0 \text{ и } H_t = 0. \quad (1.54)$$

Таблица 7

Материал	ϵ	$\lg \delta \times 10^4$ инт./Цм	ТК _ε × 10 ⁶ , 1/°С	ТКС × 10 ⁶ , 1/°С
ТБНС	81	4	0 ± 15	8
ТЛО	37	1,5...2	0 ± 15	8
АЛТК	37	0,8...1	0 ± 15	8

Электрофизические параметры термостабильных материалов ДР приведены в табл. 7.

Установлены следующие допуски на размеры ДР, гарантируемые изготовителем: линейные в пределах $2 \pm 0,2$ мм; непараллельность, перпендикулярность, неплоскостность $\leq 0,05$ мм. Гарантийный срок хранения ДР из ТБНС не менее 12 лет.

Достоинства ДР: существенно (примерно в $\sqrt{\epsilon}$ раз) меньшие габаритные размеры, чем у соответствующих по частоте полых резонаторов; высокая температурная стабильность параметров (табл. 8); возможность подключения ДР к линии передачи без каких-либо дополнительных элементов связи, поскольку резонирующее электромагнитное поле сосредоточено не только внутри ДР, но и в некоторой области пространства

вблизи него (вследствие $\epsilon \neq \infty$), убывая по экспоненте с увеличением расстояния от ДР. Имеем у ДР (хотя и весьма малое) и поле излучения. Существование внешнего поля приводит к тому, что расположенные вблизи от ДР элементы влияют на структуру его поля и резонансную частоту. Это позволяет подстраивать ДР на заданные значения частоты, но в ряде случаев может привести к непредусмотренному ее смещению.

Металлический экран (в том числе стенки заземленного волновода, в который помещается ДР) предотвращает излучение поля ДР и устраняет влияние внешних факторов. Однако при этом возникают потери электромагнитной энергии в стенках экрана, обусловленные токами проводимости, наведенными полем. Для снижения этих потерь экран изготавливают из хорошо проводящих и тщательно обработанных материалов или удаляют его от ДР (увеличение размеров), размещают ДР на подставках, во втулках из диэлектрика с небольшим $\epsilon \approx 2...4$ (фторопласт, кварц, полистирол, лорид, Si, GaAs и т. п.). Поскольку с увеличением экрана возрастают габаритные размеры устройств и увеличивается непосредственная связь их выхода со входом, то размеры экрана принимают равными

$$\left\{ \frac{D_3/D}{L_3/L} \right\} = 1, 3, \dots, 6,$$

где D_3 и D — соответственно диаметры цилиндрических экрана и ДР; L_3 и L — линейные размеры прямоугольных экрана и ДР.

Наиболее широко применяют ДР на сантиметровых волнах в качестве высокодобротных колебательных систем узкополосных фильтров и высокостабильных

Таблица 8

Тип резонатора	ДР	Латуни-ный	Цинк-овый	МПР
10 ⁶ ТК _ε	1...3	10...20	0,5	30...40

генераторов спектрально чистых колебаний. В дециметровом диапазоне их применение ограничено вследствие больших размеров, поэтому желательно использовать материалы с $\epsilon \geq 80$; в миллиметровом диапазоне малые размеры ДР требуют повышенной точности обработки, поэтому применяют материалы с $\epsilon \leq 30 \dots 40$.

Виды колебаний ДР, собственные (резонансные) частоты. Строгое решение задачи по определению полей ДР и их собственных частот ω_v получено только для эллипсоидального и сферического ДР, форма которых неудобна для большинства практических применений. Значения ω_v часто используются цилиндрических резонаторов находят приближенными методами, основанными на замене реального резонатора его идеализированными моделями.

Наиболее простой моделью открытого ДР является резонатор с идеальными магнитными стенками, на которых выполняются граничные условия (1.54). В этом случае выражения для составляющих поля и собственные частоты находят уравнений Максвелла так же, как и для полых резонаторов. По аналогии вводят обозначения видов полей E_{mnp} , H_{mnp} ; сохраняется и смысл индексов m , n , p . Собственные частоты (длины волн) этой модели ДР

$$\omega_v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu_0}} \sqrt{\kappa_v^2 + (p\pi/L)^2}; \quad \kappa_v = \sqrt{\epsilon} 2\pi / \sqrt{\kappa_v^2 + (p\pi/L)^2}, \quad (1.5)$$

где κ_v — поперечное волновое число

$$\kappa_{E,H} = (m\pi/A)^2 + (n\pi/B)^2; \quad \kappa_E = \epsilon_{mnp}/R; \quad \kappa_H = \mu_{mnp}/R,$$

A и B — поперечные размеры прямоугольного ДР; R — радиус цилиндрического (дискового) ДР; L — длина (высота); ϵ_{mnp} и μ_{mnp} — n -е по счету корни уравнения $J_n(xR) = 0$ и $J'_n(xR) = 0$ соответственно.

Расчеты по формулам (1.55) имеют большую погрешность, достигающую 15-20 % для низших (основных) видов колебаний прямоугольного и цилиндрического ДР.

Погрешность расчета ω_v становится меньше 10 % при использовании модели ДР, у которого полностью отражающей магнитной стенкой для Н-колебаний электрической для Е-колебаний считается только боковая поверхность. В этом случае поле внутри ДР, изменяясь по гармоническому закону вдоль его продольной оси z , не экстремально на его торцовых стенках и существует вне ДР, убывая по экспоненте при удалении от него вдоль оси z . В обозначении видов полей такой модели ДР вместо индекса p иногда ставят индекс $\delta < 1$ (например, $H_{01\delta}$), соответствующий части полуволны, укладывающейся в резонаторе вдоль оси z . Значение δ зависит от вида колебаний (резонансной частоты), ϵ материала ДР, его длины L , однако для реальных ДР с $\epsilon \gg 1$ для низших типов колебаний это значение $\delta \approx 1$. Поэтому в обозначении этих полей будем использовать индекс $p = 1$, хотя на торце ДР, внутри и вне его $H_n = H_z \neq 0$ и $E_v \neq 0$ для Н-колебаний, а также $E_n = E_z \neq \text{тах}$ и $H_v \neq \text{тах}$ для Е-колебаний.

Собственную частоту ω_v Е-колебаний такой модели ДР [50; 69] можно получить из уравнения

$$\epsilon\beta_0 = \beta_0 \text{tg} \frac{L\beta_0}{2}, \quad (1.56)$$

приравняв касательные составляющих полей и их производных на торце ДР. С учетом того, что $\beta_0^2 = \kappa_v^2 - k^2$, а $\beta_0^2 = k^2 - \kappa_v^2$, уравнение (1.56) приводится к виду

$$\epsilon \sqrt{\kappa_v^2 - \omega_v^2 \epsilon_0 \mu_0} = \sqrt{\omega_v^2 \epsilon_a \mu_0 - \kappa^2} \text{tg} \left(\frac{L}{2} \sqrt{\omega_v^2 \epsilon_a \mu_0 - \kappa_v^2} \right), \quad (1.57)$$

где ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость.

Собственные частоты ω_v Н-колебаний рассчитывают по формуле (1.57), но без множителя ϵ в левой части. Погрешность расчета ω_v снижается до 2...3 %, если учитывать внешнее поле как у торцов, так и у боковых поверхностей ДР.

Параметр λ_0/R (для H_{011} -колебаний) при L/D равно

ϵ	Параметр λ_0/R (для H_{011} -колебаний) при L/D равно								
	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45	0,5	0,6	1
30	8,025	8,642	9,173	9,607	9,989	10,317	11,081	11,788	12,296
35	8,631	9,666	9,879	10,351	10,759	11,121	11,945	12,719	13,172
40	9,199	9,926	10,542	11,043	11,487	11,855	12,771	13,571	14,151
45	9,741	10,507	11,16	11,701	12,153	12,566	13,512	14,318	14,996
50	10,25	11,062	11,744	12,32	12,797	13,228	14,215	15,14	15,787
55	10,722	11,593	12,296	12,902	13,426	13,87	14,924	15,867	16,535
60	11,2	12,083	12,849	13,454	13,994	14,477	15,552	16,578	17,261
65	11,657	12,566	13,340	13,994	14,578	15,032	16,194	17,214	17,952
70	12,06	13,036	13,84	14,511	15,104	15,63	16,8	17,901	18,644
75	12,467	13,483	14,312	15,032	15,63	16,152	17,357	18,48	19,274
80	12,902	13,932	14,749	15,514	16,152	16,666	17,952	19,098	19,883
85	13,256	14,345	15,25	15,988	16,622	17,167	18,48	19,697	20,533
90	13,659	14,749	15,669	16,443	17,12	17,699	19,04	20,203	21,085
100	14,345	15,552	16,491	17,309	18,003	18,644	20,01	21,371	22,202

Таблица 10

$L/A = B$	Параметр λ_0/L (для H_{111} -колебаний) при ϵ							
	30	40	50	60	70	80	90	100
0,3	16,771	19,197	21,350	23,287	25,057	26,735	28,317	29,806
0,4	13,705	15,701	17,471	19,056	20,519	21,384	23,194	24,410
0,5	11,630	13,416	14,834	16,185	17,424	18,584	19,698	20,737
0,6	10,116	11,592	12,908	14,083	15,163	16,177	17,138	18,050
0,7	8,952	10,263	11,427	12,473	13,424	14,325	15,175	15,984
0,8	8,033	9,211	10,251	11,186	12,046	12,854	13,618	14,339
0,9	7,282	8,348	9,295	10,144	10,925	11,657	12,351	13,003
1	6,659	7,636	8,503	9,279	9,992	10,662	11,296	11,895

Для такой модели в табл. 9 и 10 приведены результаты * расчета собственных частот колебаний H_{111} прямоугольного и H_{011} цилиндрического резонаторов.

Программы для расчета радиуса ДР по заданным резонансным частотам колебаний E_{011} и H_{011} , толщине L , ϵ материала и модификации этих программ для расчета толщины L при заданных радиусе R , ϵ материала и резонансных частотах колебаний E_{011} и H_{011} приведены в работе [69]. В соответствии с формулой (1.55) ДР данных размеров и объема V имеет спектр собственных длин волн (частот), сгущающийся с увеличением значений индексов m , n , p , при этом число видов колебаний ΔN (плотность спектра) в интервале длин волн от λ до $\lambda + \Delta\lambda$ возрастает с уменьшением λ в соответствии с выражением $\Delta N = 8\pi V \Delta\lambda / \lambda^4$.

Взаимная близость собственных частот видов колебаний в ряде случаев является серьезным недостатком ДР. Поэтому на практике, как правило, используют низшие виды колебаний H_{011} , E_{011} , E_{111} , E_{010} , собственные частоты которых в 1,2...1,4 раза меньше частот ближайших высших видов. Следует отметить, что H_{011} является основным видом колебаний коротких ($L < 2R$) цилиндрических (дисковых), а E_{011} длинных ($L > 2R$) резонаторов. Если $2R \approx L$, то собственные частоты этих колебаний совпадают. При постоянном R изменение L приводит к более резкому изменению $\omega_{E_{011}}$ по сравнению с $\omega_{H_{011}}$. Большой разнос собственных частот основного и высших видов колебаний имеют стержневые и коаксиальные ДР с емкостной нагрузкой (ближайший паразитный резонанс такого ДР может быть удален на $3\lambda_0$ [7]). Однако такие резонаторы имеют меньшую добротность.

* Расчет выполнен канд. техн. наук Ю. М. Безбородовым.

Влияние внешних элементов (металла, диэлектрика, феррита) на частоту Е- и Н-колебаний такое же, как и в полых резонаторах. В частности, внесенный диэлектрик с большим значением ϵ в электрическое поле ДР понижает частоту ω_0 ; отверстие в ДР, которое можно рассматривать как неоднородность с $\epsilon_0 <$ в области этого же поля, повышает ее.

Добротность ДР. Собственная добротность Q_0 зависит от потерь в диэлектрике и на излучение (устраняются экранированием). Поскольку $\text{tg } \delta = 10^{-3} \dots 10^{-4}$, то при высококачественном экране даже на сантиметровых волнах $Q_0 \approx 10^3 \dots 10^4$. На величину Q_0 существенно влияет близость экрана, материал втулок, в которых крепят ДР, подложек и т. п. Поэтому, в частности, у микрополосковых ДР значение Q_0 не превышает нескольких сотен. Собственная добротность находящихся в свободном пространстве ДР несколько меньше добротности полых металлических резонаторов и значительно превосходит добротности микрополосковых.

Добротность нагруженных ДР с подключенными элементами связи высока, так как основная часть электромагнитной энергии запасена в поле внутри ДР. Вследствие этого получить относительные полосы пропускания фильтров, больше 10%, на ДР классической формы не удается.

Способы связи ДР с линиями передачи. На практике используют два способа связи ДР с линией передачи.

При первом способе связи ДР включается между электромагнитно несвязанными линиями, разделенными отрезком заградительного волновода, диафрагмой достаточно большим зазором в МПЛ, ортогональной ориентацией полей и т. д. На частоте ω_0 происходит возбуждение ДР, и линии оказываются связанными от поля. Такое включение ДР применяют в полосно-пропускающем фильтре (ПДФ).

При втором способе связи ДР устанавливается в регулярную линию передачи. Когда частота распространяющейся в линии волны становится равной ω_0 , ДР возбуждаются соответствующие колебания и его поле взаимодействует с полем волны линии. В частности, переизлученное ДР поле может оказаться равным по амплитуде полю падающей волны и в линии до ДР установится режим стоячей волны. При $\omega \neq \omega_0$ возбуждения ДР не происходит и электромагнитная энергия беспрепятственно проходит в нагрузку. Такое включение ДР используется в полосно-заградительных фильтрах.

Степень связи ДР с линией передачи характеризуется коэффициентом связи, который равен отношению собственной добротности ДР к его внешней добротности (к добротности связи): $k = Q_0/Q_{св} = P_0/P_{п}$, где P_0 — мощность, передаваемая по линии; $P_{п}$ — мощность тепловых потерь в ДР.

Широкое применение ДР ограничивается вследствие следующих недостатков: частого спектра собственных частот; неоднородности материала; погрешностей приближенных методов расчета и трудоемкости более точных; сложности определения коэффициентов связи ДР между собой и линией передачи; недостаточной исследованностью работы ДР на больших мощностях. Необходимость подстройки ДР при производстве комплексированных изделий затрудняет его автоматизацию.

Непланарная объемная конструкция ДР обуславливает их использование совместно с монолитными ИС, только в качестве внешних, навесных элементов. Для таких применений перспективны пленочные ДР с большим значением k .

Глава 2 УСТРОЙСТВА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ

2.1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Устройства распределения мощности (УРМ) (делители, сумматоры, мосты, направленные ответвители) применяются в антенных решетках; смесителях СВЧ-сигналов; электроуправляемых аттенуаторах и фазовращателях; усилителях мощности; частотно-разделительных цепях; приемопередаточных трактах [4; 5; 13].

Делитель мощности распределяет мощность между двумя или несколькими каналами; сумматор объединяет в один канал мощность двух или нескольких источников. Мостовое устройство распределяет энергию направленно между парами

взаимно развязанных плеч. Направленный ответвитель выполняет направленный отбор малой мощности из СВЧ тракта.

Параметры УРМ:
коэффициент стоячей волны (КСВ)

$$K_{сч} = \frac{1 + |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|},$$

где S_{ii} — коэффициент отражения i -го плеча;
амплитуда коэффициента передачи из плеча i в плечо i , дБ,

$$L_{ij} = 20 \lg |S_{ij}|^{-1},$$

где S_{ij} — коэффициент передачи из плеча j в плечо i . Если i, j относятся к выходным плечам, то L_{ij} называют развязкой между этими плечами. Разницу между развязкой и ослаблением мощности при передаче в ответвительное плечо ответвителя называют направленностью;

аргумент коэффициента передачи канала (фаза коэффициента передачи)

$$\Phi_{i,j} = \arg S_{i,j} = \arctg \frac{\text{Im } S_{i,j}}{\text{Re } S_{i,j}};$$

неравномерность амплитуды коэффициента передачи

$$\Delta L = 20 \lg \frac{|S_{ij}|_{\text{мин}}}{|S_{ij}|_{\text{макс}}},$$

где $|S_{ij}|_{\text{мин}}$, $|S_{ij}|_{\text{макс}}$ — минимальное и максимальное значения амплитуды коэффициента передачи в полосе частот;

коэффициент деления по напряжению K_u (мощности $K_p = K_u^2$) показывает, во сколько раз амплитуда поля (мощности) в одном канале делителя больше (меньше) амплитуды поля в другом;

линейность фазочастотной характеристики (ФЧХ) коэффициента передачи канала, для количественной оценки которой используют параметр $\Delta\phi$, показывающий абсолютное отклонение ФЧХ от линейного закона.

2.2. ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕМЕНТОВ УРМ

Отрезок линии передачи, включенный между нагрузками с сопротивлениями R (рис. 2.1) [66], имеет матрицу проводимости

$$[Y] = \frac{R}{z_B} \begin{bmatrix} \text{cth } \gamma l & -\text{sh}^{-1} \gamma l \\ -\text{sh}^{-1} \gamma l & \text{cth } \gamma l \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

матрицу рассеяния

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{2[1 + (R/z_B) \text{cth } \gamma l]}{\det [1 + Y]} - 1 & \frac{2R}{z_B \text{sh } \gamma l \det [1 + Y]} \\ \frac{2R}{z_B \text{sh } \gamma l \det [1 + Y]} & \frac{2[1 + (R/z_B) \text{cth } \gamma l]}{\det [1 + Y]} - 1 \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

где $z_B = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)/(G_0 + j\omega C_0)}$ — характеристическое сопротивление линии с потерями; $\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}$ — постоянная распространения; l — геометрическая длина; R_0, C_0, L_0, G_0 — погонные сопротивление, емкость, индуктивность, проводимость.

«Скачок» волновых сопротивлений линий «нулевой» длины (рис. 2.2) [124]

$$[S] = \frac{1}{z_2 + z_1} \begin{bmatrix} z_2 - z_1 & 2\sqrt{z_1 z_2} \\ 2\sqrt{z_1 z_2} & z_1 - z_2 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Параллельное разветвление n линий передачи (рис. 2.3) [42]

$$\left. \begin{aligned} S_{kk} &= \left(2 - z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right) \left(z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right)^{-1}; \\ S_{km} &= 2 \sqrt{\frac{z_k}{z_m}} \left(z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right)^{-1}. \end{aligned} \right\}$$

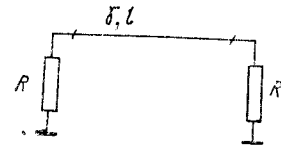


Рис. 2.1. Схема отрезка линий передачи

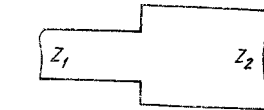


Рис. 2.2. Схема «скачка» волновых сопротивлений

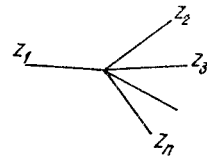


Рис. 2.3. Схема параллельного разветвления n линий передачи



Рис. 2.4. Схема последовательного двухканального разветвления линий передачи

[61] Последовательное двухканальное разветвление линий передачи (рис. 2.4)

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= (z_1 + z_2 - z_3)/(z_1 + z_2 + z_3); \\ S_{22} &= (-z_1 + z_2 + z_3)/(z_1 + z_2 + z_3); \\ S_{33} &= (z_1 - z_2 + z_3)/(z_1 + z_2 + z_3); \\ S_{12} &= S_{21} = 2 \sqrt{z_1 z_3}/(z_1 + z_2 + z_3); \\ S_{13} &= S_{31} = -2 \sqrt{z_2 z_3}/(z_1 + z_2 + z_3); \\ S_{23} &= S_{32} = 2 \sqrt{z_1 z_2}/(z_1 + z_2 + z_3). \end{aligned} \right\}$$

Параллельные и последовательные двухканальные разветвления относятся к основным элементам, из которых выполняют большинство УРМ. Топологии разветвлений на различных типах линий изображены на рис. 2.5.

Переход между микрополосковой и щелевой линиями передачи (рис. 2.6) [26; 55]

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= \frac{z_{щ}^c(z_{МПЛ}^c - z_{МПЛ}) + z_{щ}(z_{МПЛ}^c + z_{щ}^c - z_{МПЛ})}{z_{щ}^c(z_{МПЛ}^c + z_{МПЛ}) + z_{щ}(z_{МПЛ}^c + z_{щ}^c + z_{МПЛ})}; \\ S_{22} &= \frac{z_{щ}^c(z_{МПЛ}^c + z_{МПЛ}) - z_{щ}(z_{МПЛ}^c - z_{щ}^c + z_{МПЛ})}{z_{щ}^c(z_{МПЛ}^c + z_{МПЛ}) + z_{щ}(z_{МПЛ}^c + z_{щ}^c + z_{МПЛ})}; \\ S_{12} &= S_{21} = \frac{2 \sqrt{z_{щ} z_{МПЛ}} z_{щ}^c}{z_{щ}^c(z_{МПЛ}^c + z_{МПЛ}) + z_{щ}(z_{МПЛ}^c + z_{щ}^c + z_{МПЛ})}, \end{aligned} \right\}$$

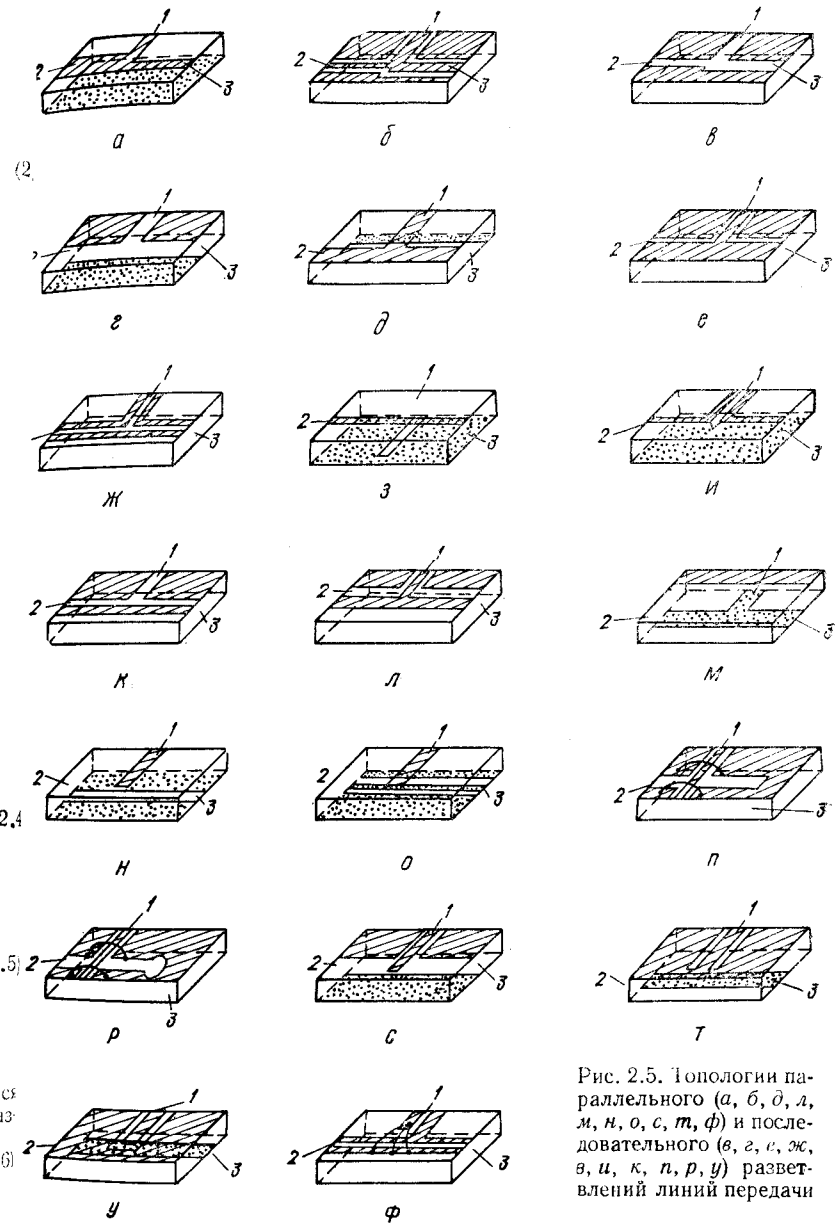


Рис. 2.5. Топологии параллельного (а, б, д, л, м, н, о, с, т, ф) и последовательного (в, г, е, ж, з, и, к, п, р, у) разветвлений линий передачи

где $z_{щ}^c = -jz_{щ}^c \operatorname{ctg} \Theta_{щ}$, $z_{МПЛ}^c = jz_{МПЛ}^c \operatorname{tg} \Theta_{МПЛ}$, $\Theta_{щ}$, $\Theta_{МПЛ}$ — электрическая длина шлейфов щелевой и микрополосковой линий.

Переход между микрополосковой и копланарной линиями передачи (рис. 2.7) [26; 55]

$$S_{11} = \frac{z_{щ}^c/2 + z_{КЛ} - z_{МПЛ}}{z_{щ}^c/2 + z_{КЛ} + z_{МПЛ}};$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2\sqrt{z_{\text{КЛ}}^2 z_{\text{МПЛ}}}}{z_{\text{ш}}^c/2 + z_{\text{КЛ}} + z_{\text{МПЛ}}};$$

$$S_{22} = \frac{z_{\text{ш}}^c/2 - z_{\text{КЛ}} + z_{\text{МПЛ}}}{z_{\text{ш}}^c/2 + z_{\text{КЛ}} + z_{\text{МПЛ}}};$$

$$z_{\text{ш}}^c = -jz_{\text{ш}} \operatorname{ctg} \Theta_{\text{ш}}.$$

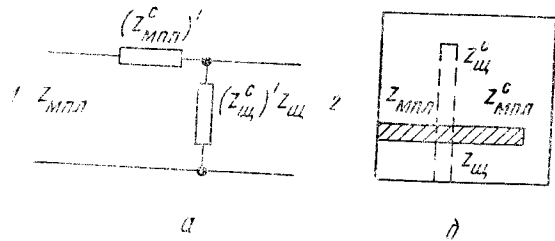


Рис. 2.6. Схема (а) топология перехода между микрополоской и щелевой линией передачи (б)

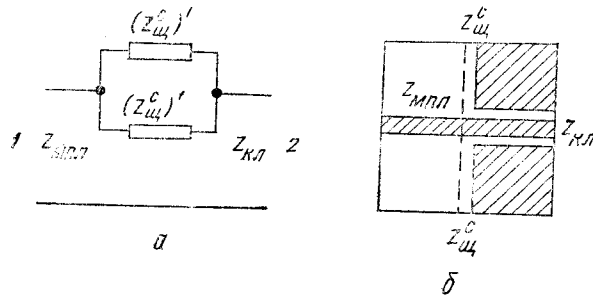


Рис. 2.7. Схема (а) топология перехода между микрополоской и копланарной линией передачи (б)

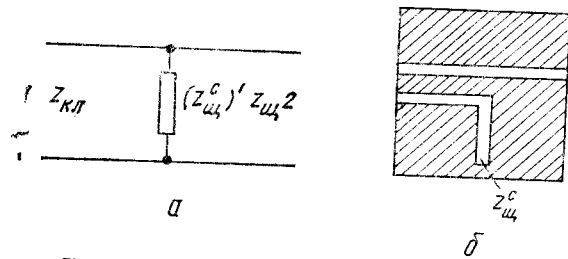


Рис. 2.8. Схема (а) топология перехода между копланарной и щелевой линиями передачи (б)

Переход между копланарной и щелевой линиями передачи (рис. 2.8) [26; 55]

$$S_{11} = \frac{z_{\text{ш}}(z_{\text{ш}}^c - z_{\text{КЛ}}) - z_{\text{КЛ}}z_{\text{ш}}^c}{z_{\text{ш}}(z_{\text{ш}}^c + z_{\text{КЛ}}) + z_{\text{КЛ}}z_{\text{ш}}^c};$$

$$S_{22} = \frac{z_{\text{КЛ}}z_{\text{ш}}^c - z_{\text{ш}}(z_{\text{ш}}^c + z_{\text{КЛ}})}{z_{\text{ш}}(z_{\text{ш}}^c + z_{\text{КЛ}}) + z_{\text{КЛ}}z_{\text{ш}}^c};$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2\sqrt{z_{\text{КЛ}}z_{\text{ш}}^c}}{z_{\text{ш}}(z_{\text{ш}}^c + z_{\text{КЛ}}) + z_{\text{КЛ}}z_{\text{ш}}^c};$$

$$z_{\text{ш}}^c = -jz_{\text{ш}} \operatorname{ctg} \Theta_{\text{ш}}.$$

Формулы (2.1) — (2.8) не учитывают вклад высших типов волн, возникающих в месте разветвления. Реактивные неоднородности на практике учитываются введением элементов настройки.

2.3. МОСТОВЫЕ УСТРОЙСТВА КОЛЬЦЕВОГО ТИПА

Мостовое устройство кольцевого типа (МУ) представляет собой линию передачи, свернутую в кольцо (ЛСК), выполненную из каскадно включенных отрезков линий длиной $\lambda_0/4$ (рис. 2.9). На расстояниях, кратных $\lambda_0/4$, в ЛСК включаются линии передачи (плечи), являющиеся вводами или выводами энергии [54; 62]. Под двухканальным делителем кольцевого типа понимается МУ, у которого одно плечо нагружено согласованной нагрузкой. В формулах приняты следующие обозначения: $R_1 - R_5$ — волновые сопротивления плеч МУ; $z_1 - z_6$ — волновые сопротивления четвертьволновых отрезков ЛСК; $K_u = |S_{21}|/|S_{31}|$ — коэффициент деления по напряжению МУ.

Формулы для расчета сопротивлений МУ. Кольцевой мост с параллельным рис. 2.9, а) и последовательным (рис. 2.9, б) включением плеч [43; 61; 77]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} \left(\frac{\sqrt{1 + K_u^2}}{K_u} \right)^{\pm 1}; \quad z_2 = \sqrt{R_1 R_3} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1};$$

$$z_3 = \sqrt{R_3 R_4} \left(\frac{\sqrt{1 + K_u^2}}{K_u} \right)^{\pm 1}; \quad z_4 z_5 = \sqrt{R_2 R_4} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1};$$

$$K_u^2 = (z_2^2 R_2 / z_1^2 R_3)^{\pm 1}, \quad (2.9)$$

где знак «+» для схемы на рис. 2.9, а; знак «-» — для схемы на рис. 2.9, б.

Симметричные кольцевые мосты со смешанным включением плеч (рис. 2.9, в, г) [61]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} (\sqrt{1 + K_u^2 / K_u})^{\pm 1}; \quad z_2 = \sqrt{R_1 R_3} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1};$$

$$\frac{z_6}{z_5} = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1}; \quad \frac{z_3}{z_4} = \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} \left(\frac{\sqrt{1 + K_u^2}}{K_u} \right)^{\pm 1};$$

$$K_u^2 = [(z_2^2 / R_3) (z_1^2 / R_2)]^{\pm 1} = \left[\frac{(z_6^2 R_4 / z_5^2)}{(z_1^2 / R_1)} \right]^{\pm 1} = \left[\frac{(z_6^2 / R_1)}{z_1^2 R_4 / z_4^2} \right]^{\pm 1} = \left[\frac{(z_1^2 R_3 / z_2^2)}{(z_1^2 R_2 / z_1^2)} \right]^{\pm 1}, \quad (2.10)$$

где знак «+» для схемы на рис. 2.9, а; знак «-» — для схемы на рис. 2.9, г.

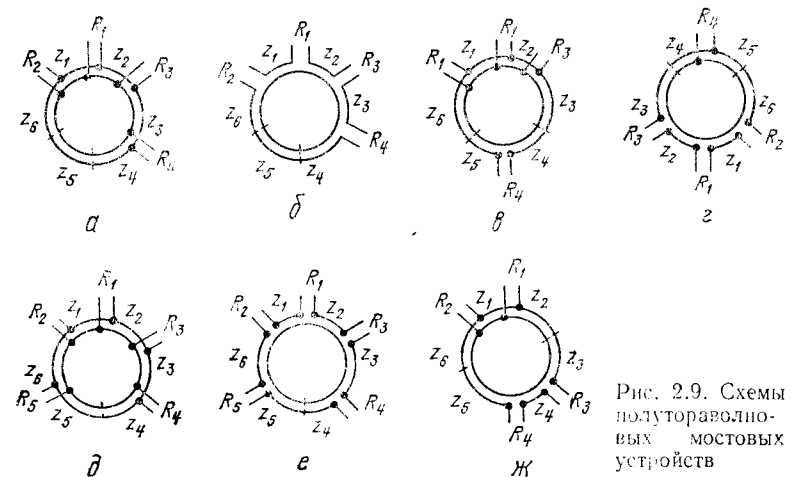


Рис. 2.9. Схемы полуволновых мостовых устройств

Модифицированный кольцевой мост с параллельным (рис. 2.9, *д*) и последовательным (рис. 2.9, *е*) включением плеч [61; 99]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} (\sqrt{1 + K_u^2 / K_u})^{\pm 1}; \quad z_2 = \sqrt{R_1 R_3} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1};$$

$$z_3 = \sqrt{R_3 R_4} (\sqrt{1 + K_u^2 / K_u})^{\pm 1}; \quad z_4 = \sqrt{R_2 R_3} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1},$$

где для рис. 2.9, *д*

$$R_{32} = (R_5 z_5^2 R_4 / z_4^2) (R_5 + z_5^2 R_4 / z_4^2)^{-1}; \quad R_{31} = (R_4 z_4^2 R_5 / z_5^2) (R_4 + z_4^2 R_5 / z_5^2)^{-1}, \quad (2.11)$$

для рис. 2.9, *е*

$$R_{32} = R_5 + z_5^2 R_4 / z_4^2; \quad R_{31} = R_4 + z_4^2 R_5 / z_5^2; \quad K_u^2 = (z_2^2 R_2 / z_1^2 R_3)^{\pm 1},$$

знак «+» для схемы на рис. 2.9, *д*; знак «-» — для схемы на рис. 2.9, *е*.

Кольцевой мост с парами последовательных и параллельных плеч (рис. 2.9, *а*) [61]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} (\sqrt{1 + K_u^2 / K_u}); \quad z_4 = \sqrt{R_3 R_4} (K_u / \sqrt{1 + K_u^2});$$

$$z_2 / z_3 = \sqrt{R_1 / R_3} \sqrt{1 + K_u^2}; \quad z_5 / z_6 = \sqrt{R_4 / R_2} \sqrt{1 + K_u^2}; \quad (2.12)$$

$$K_u^2 = \frac{z_2^2 R_3 R_2}{z_3^2 z_1^2} = \frac{z_4^2 z_6^2}{R_3 z_5^2 R_2} = \frac{z_6^2 R_4 R_1}{z_5^2 z_1^2} = \frac{z_4^2 z_2^2}{R_4 R_1 z_3^2}.$$

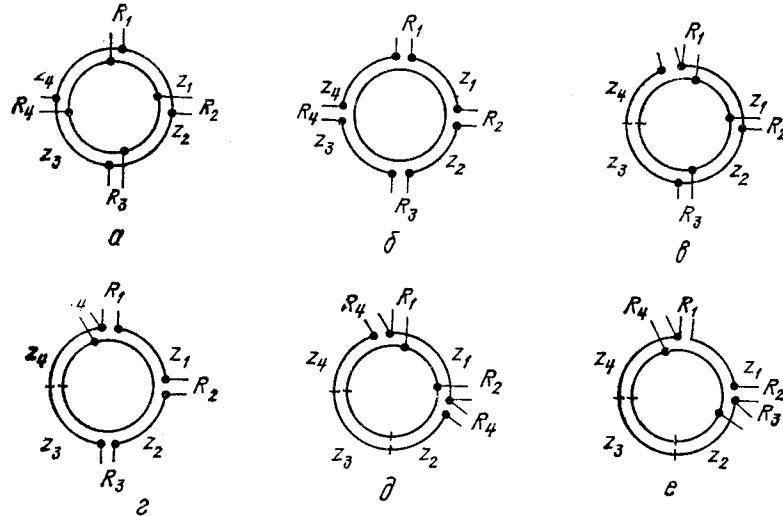


Рис. 2.10. Схемы волновых мостовых устройств

Квадратный кольцевой мост с параллельным (рис. 2.10, *а*) и последовательным (рис. 2.10, *б*) включением плеч [61]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} (K_u / \sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1}; \quad z_2 = \sqrt{R_2 R_3} K_u^{\pm 1};$$

$$z_3 = \sqrt{R_3 R_4} (K_u / \sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1}; \quad z_4 = \sqrt{R_1 R_4} K_u^{\pm 1}; \quad (2.13)$$

$$K_u^2 = (z_2^2 / R_2 R_3)^{\pm 1} = (z_4^2 / R_1 R_4)^{\pm 1},$$

где знак «+» для схемы на рис. 2.10, *а*; знак «-» — для схемы на рис. 2.10, *б*.

30

Квадратные кольцевые мосты со смешанным включением плеч (рис. 2.10, *в*, *г*) [61]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} (K_u / \sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1}; \quad z_2 = \sqrt{R_2 R_3} K_u^{\pm 1};$$

$$z_3 / z_4 = \sqrt{R_3 / R_1} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1} = \sqrt{R_3 / R_4} (K_u / \sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1} =$$

$$= \sqrt{R_1 R_3} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1}; \quad K_u^2 = (R_4 / R_1)^{\pm 1} = (z_2^2 R_2 / R_3)^{\pm 1}, \quad (2.14)$$

где знак «+» для схемы на рис. 2.10, *в*; знак «-» — для схемы на рис. 2.10, *г*.

Квадратные кольцевые мосты с парами последовательных и параллельных плеч (рис. 2.10, *д*, *е*) [61]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} (K_u / \sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1} = \sqrt{R_1 R_3} / (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1} =$$

$$= \sqrt{R_2 R_4} / (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1}; \quad z_2 z_4 / z_3 = \sqrt{R_1 R_3} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1} =$$

$$= \sqrt{R_2 R_4} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1} = \sqrt{R_3 R_4} (\sqrt{1 + K_u^2} / K_u) = \sqrt{R_4 (R_2^{\pm 1} + R_3^{\pm 1})^{\pm 1}} =$$

$$= \sqrt{R_3 (R_1^{\pm 1} + R_4^{\pm 1})^{\pm 1}}; \quad K_u^2 = (R_3 / R_2)^{\pm 1} = (R_4 / R_1)^{\pm 1}, \quad (2.15)$$

где знак «+» для схемы на рис. 2.10, *д*; знак «-» — для схемы на рис. 2.10, *е*.

Полуволновые кольцевые мосты (рис. 2.11, *а*, *б*) [61]

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} (\sqrt{1 + K_u^2} / K_u)^{\pm 1}; \quad z_2 = \sqrt{R_1 R_3} (\sqrt{1 + K_u^2})^{\pm 1};$$

$$R_4 / R_2 = (1 + K_u^2)^{\pm 1}; \quad R_4 / R_3 = [(1 + K_u^2) / K_u^2]^{\pm 1}; \quad R_4 = (R_2^{\pm 1} + R_3^{\pm 1})^{\pm 1};$$

$$K_u^2 = (z_2^2 R_2 / z_1^2 R_3)^{\pm 1} = (R_1 R_4 / z_1^2)^{\pm 1} = (R_2 / R_3)^{\pm 1}, \quad (2.16)$$

где знак «+» для схемы на рис. 2.11, *а*; знак «-» — для схемы на рис. 2.11, *б*.

Схемы МУ (рис. 2.9—2.11) конструктивно можно реализовать на всех типах линий передачи. Топология мостовых устройств, соответствующих схемам на рис. 2.9—2.11, показана на рис. 2.12.

Конструкции МУ и делителей приведены в работах [25; 43; 54; 77].

Большинство МУ представляют трехканальные разветвления линий передачи, соединенные между собой отрезками линий. Объединяя конструкции разветвлений в соответствии со схемами на рис. 2.9—2.11, можно создавать самые разнообразные МУ.

Частотные характеристики (ЧХ) МУ можно определить с помощью ЭВМ

через параметры рассеяния. Рассмотрим в качестве примера модель МУ

для определения коэффициентов матрицы рассеяния схемы (рис. 2.9, *б*). Модель (рис. 2.13) состоит из последовательных

тройников 1—4, линий передачи 5—10, «скачков» сопротивлений 11 и 12.

При известных матрицах рассеяния элементов модели коэффициенты матрицы

рассеяния МУ рассчитывают по алгоритмам работ [1; 45; 46; 80; 109; 134].

Другие МУ рассчитывают с использованием матриц рассеяния элементов (2.1) — (2.8) и сопротивлений, вычисленных по формулам (2.9) — (2.16).

На рис. 2.14—2.18 построены частотные характеристики различных мостовых устройств.

Пример 4. Рассчитать модифицированный кольцевой мост на микрополосковой линии с параллельным включением плеч. Заданы $K_u = \sqrt{2}$; $R_1 = 50$ Ом; $R_2 = 80$ Ом; $R_3 = 30$ Ом.

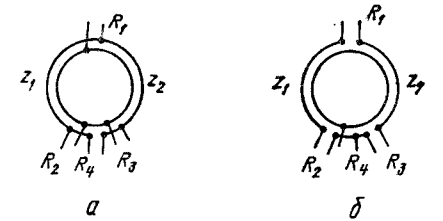


Рис. 2.11. Схемы полуволновых мостовых устройств

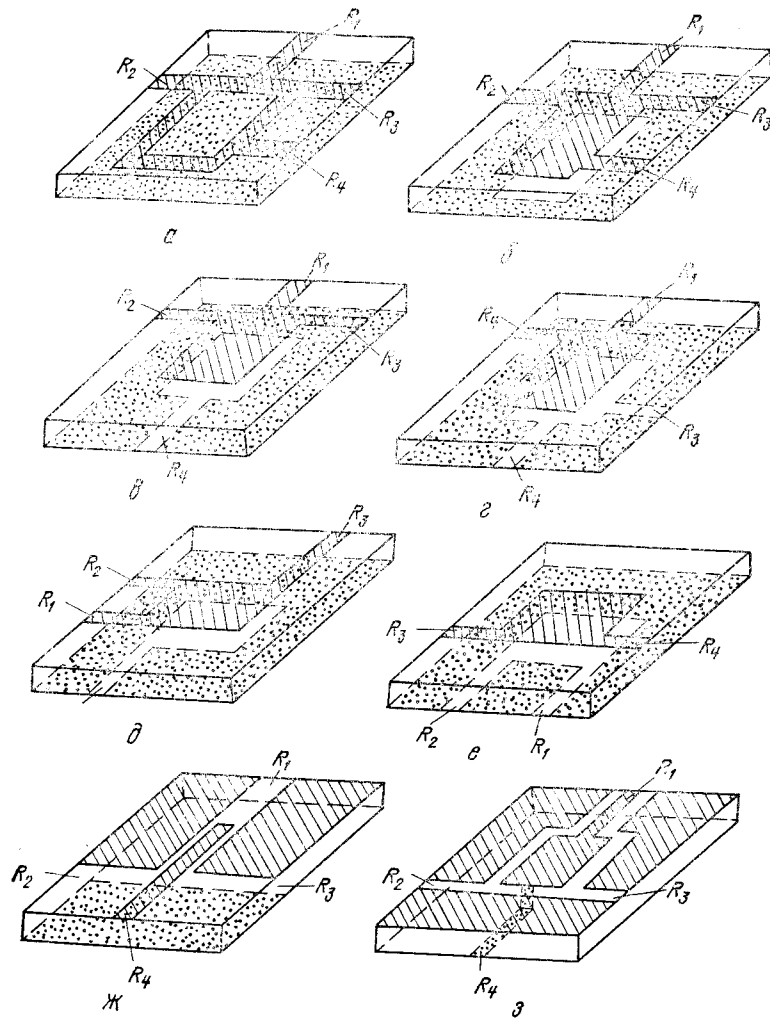


Рис. 2.12. Топологии мостовых устройств:
 а, б — для схемы на рис. 2.9, а; в — для схемы на рис. 2.9, в; г — для схемы на рис. 2.9, ж; д — для схемы на рис. 2.10, в; е — для схемы на рис. 2.10, е; ж, з — для схемы на рис. 2.11, б

Рассчитываем по формулам (2.11)

$$z_1 = \sqrt{50 \cdot 80} \sqrt{1 + 2\sqrt{2}} = 77,46 \text{ Ом}; \quad z_2 = \sqrt{50 \cdot 30} \sqrt{1 + 2} = 67,08 \text{ Ом}.$$

Задаемся сопротивлениями $z_4 = z_5 = 70 \text{ Ом}$; $R_4 = R_5 = 60 \text{ Ом}$ с учетом того, чтобы все элементы схемы на рис. 2.9, д были конструктивно реализуемы.

Вычисляем по формулам (2.11) $R_{\text{э}1} = R_{\text{э}2} = 30 \text{ Ом}$; $z_3 = 36,74 \text{ Ом}$; $z_4 = 84,85 \text{ Ом}$.

Определяем длины четвертьволновых трансформаторов и ширину линий, используя формулы гл. 1.

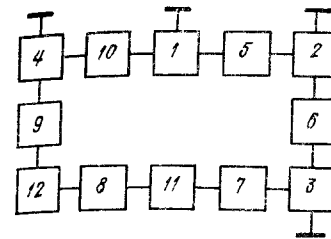


Рис. 2.13. Структурная схема модели кольцевого моста, выполненного по схеме рис. 2.9, б

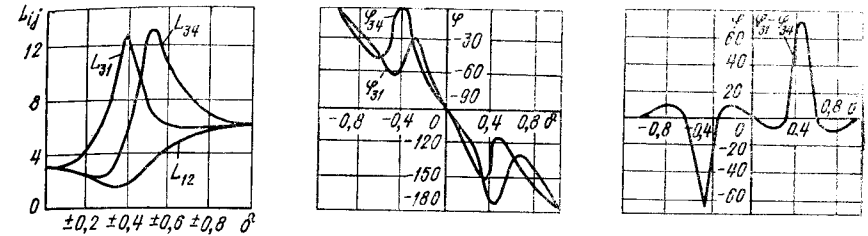
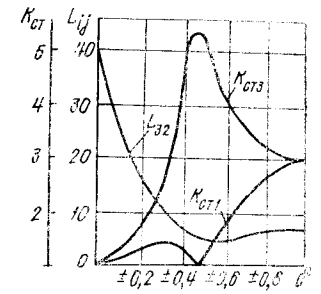


Рис. 2.14. Частотные характеристики кольцевого моста (схема рис. 2.9, а) при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = z_5 = z_6 = \sqrt{2}R_1$

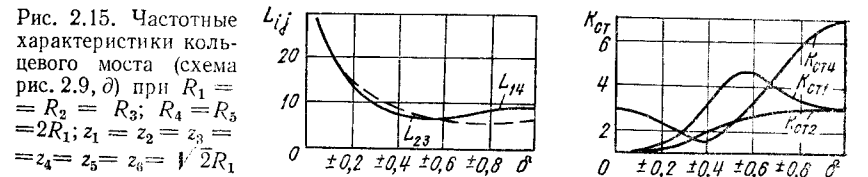
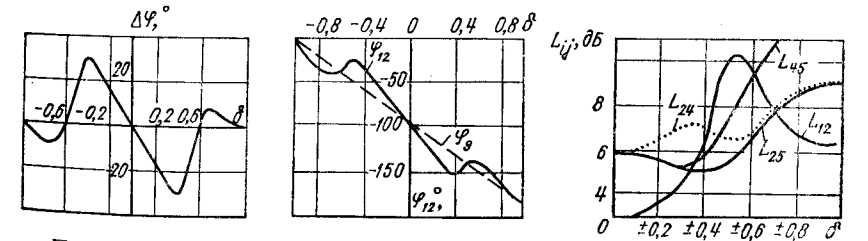


Рис. 2.15. Частотные характеристики кольцевого моста (схема рис. 2.9, д) при $R_1 = R_2 = R_3$; $R_4 = R_5 = 2R_1$; $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = z_5 = z_6 = \sqrt{2}R_1$



При необходимости составляем модель для анализа частотных характеристик и проводим анализ моста.

Отметим, что возможны и другие варианты реализации моста путем выбора сопротивлений $z_3 - z_5$ и R_4, R_5 .

2.4. ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ С НЕРАВНЫМ ДЕЛЕНИЕМ

Рассчитываем [15] элементы делителя (рис. 2.19)

$$z_1 = \alpha_2 K_u R_1 \sqrt{1 + K_u^2} \alpha_1; \quad z_2 = \alpha_2 R_1 \sqrt{1 + K_u^2} \alpha_1 / K_u;$$

$$z_3 = \alpha_2 R_1; \quad z_4 = K_u \alpha_2 R_1; \quad R_0 = \alpha_1 R_1;$$

$$R_n = (\alpha_2^2 / \alpha_1) R_1 (1 + K_u^2), \quad (2.17)$$

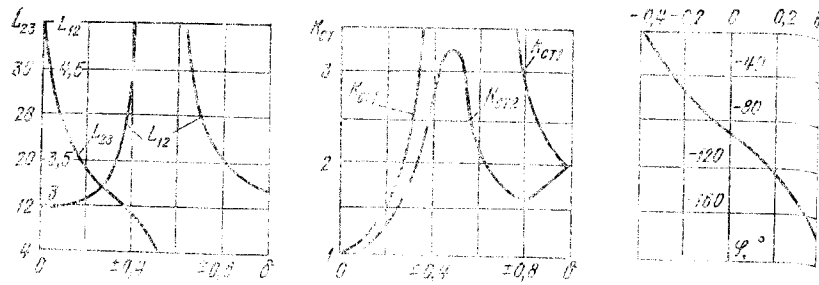


Рис. 2.16. Частотные характеристики кольцевого делителя (схема рис. 2.9, в с нагруженным плечом 4) при $R_1 = R_2 = R_3$; $R_4 = 2R_1$; $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = z_5 = z_6 = \sqrt{2}R_1$

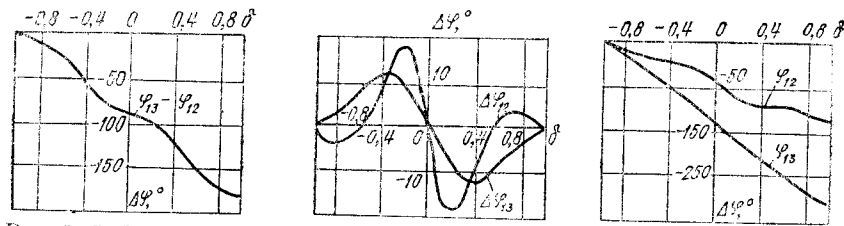
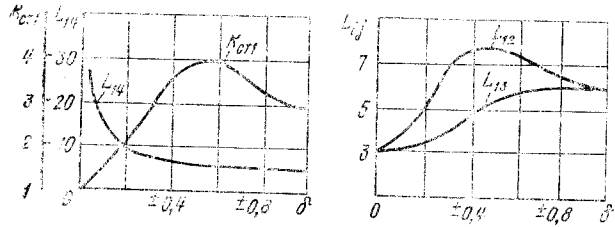


Рис. 2.17. Частотные характеристики квадратного моста (схема рис. 2.10, а) при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$; $z_1 = z_3 = R_1$; $z_2 = z_4 = R_1/\sqrt{2}$

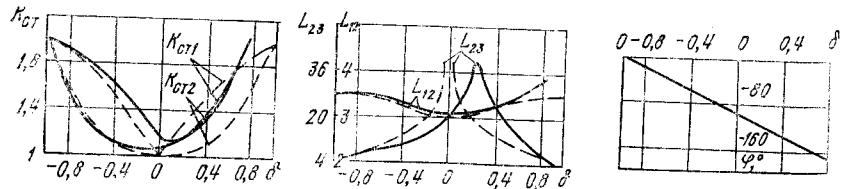


Рис. 2.18. Частотные характеристики кольцевого делителя (схема рис. 2.11, а с нагруженным плечом 4) при $R_1 = R_2 = R_3$; $R_4 = 2R_1$; $z_1 = z_2 = \sqrt{2}R_1$; — — — для точечного резистора в плече 4; — — — при длине резистора в плече 4 равной $0,25\lambda_{0,4}$

где α_1 и α_2 — коэффициенты, которые выбирают из конструктивных или других соображений. При $\alpha_1 = 1$; $\alpha_2 = 1/\sqrt{K_u}$ выражения (2.17) принимают вид

$$z_1 = R_1 \sqrt{K_u(1 + K_u^2)}; \quad z_2 = R_1 \sqrt{(1 + K_u^2)/K_u};$$

$$z_3 = R_1/\sqrt{K_u}; \quad z_4 = \sqrt{K_u}R_1; \quad R_0 = R_1; \quad R_H = R_1(1 + K_u^3)/K_u \quad (2.18)$$

и совпадают с формулами работы [163], являющимися частным случаем выражений (2.17).

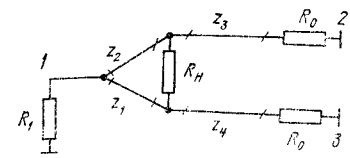


Рис. 2.19. Схема двухканального делителя с неравным делением

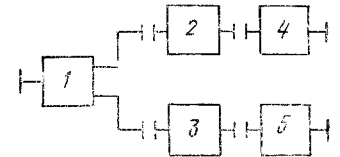


Рис. 2.20. Структурная схема модели двухканального делителя с неравным делением

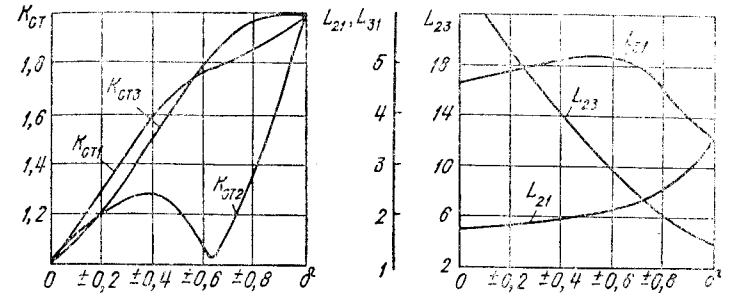


Рис. 2.21. Частотные характеристики двухканального делителя с неравным делением

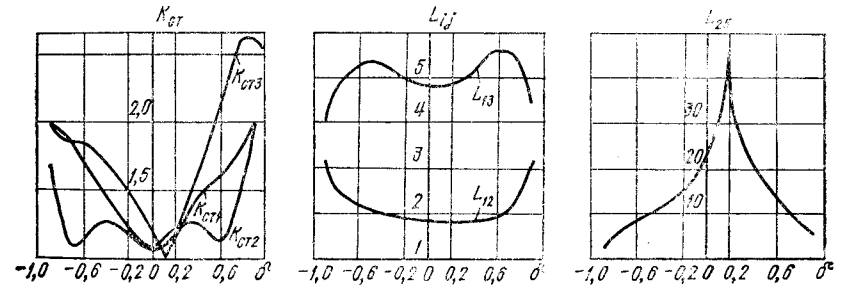


Рис. 2.22. Частотные характеристики двухканального делителя с неравным делением (резистор R_H имеет длину $0,25\lambda_{0,4}$)

Частотные характеристики делителя можно рассчитать по формулам работы [15]. При этом модель для расчета можно представить в виде соединения шестиполосника 1, линий передачи 2, 3 и двух «скачков» сопротивлений 4, 5 (рис. 2.20).

Пример 5. Рассчитать двухканальный делитель с отношением мощностей в выходных каналах 2 : 1 ($K_u = \sqrt{2}$) в сопротивлении входной линии $R_1 = 50$ Ом.

Задаемся $\alpha_1 = 1$; $\alpha_2 = 1/\sqrt{K_u}$.

По формулам (2.18) рассчитываем $z_1 = 103$ Ом; $z_2 = 51,5$ Ом; $z_3 = 42,04$ Ом; $z_4 = 59,46$ Ом; $R_H = 106,07$ Ом.

Определяем геометрическую длину четвертьволновых трансформаторов с учетом параметров подложки по формулам гл. 1.

Составляем модель для расчета ЧХ и с помощью алгоритмов, приведенных в работе [15], рассчитываем параметры делителя в диапазоне частот. Частотные характеристики делителя показаны на рис. 2.21.

Формально на этом расчет делителя можно завершить. Однако при изготовлении делителя, например на МПЛ, возникают трудности в реализации сопротивления $z_1 = 103$ Ом. Для уменьшения величины z_1 можно оптимизировать делитель, изменив коэффициент α_2 . Выберем $\alpha_2 = 0,7$. Из соотношений (2.17) получим $z_1 =$

$= 85,73 \text{ Ом}; z_2 = 42,86 \text{ Ом}; z_3 = 35 \text{ Ом}; z_4 = 49,5 \text{ Ом}; R_H = 73,50 \text{ Ом}$. Таким образом, оптимизируется топология делителя.

Изменение сопротивлений $z_1 - z_n$, R_H влияет на ЧХ делителя. Другим фактором, влияющим на ЧХ, является длина резистора R_H . На рис. 2.22 изображены ЧХ делителя с теми же значениями сопротивлений и длиной резистора, равной $0,2\lambda/4$. Подробные сведения о влиянии длины резистора приведены в работах [65; 83].

2.5. ДВУХКАНАЛЬНЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Двухканальный широкополосный делитель мощности (ШДМ) (рис. 2.23) состоит из n четвертьволновых секций (линий передачи) с сопротивлениями $z_1 - z_n$, балластных резисторов $R_1 - R_n$, входной и выходных линий с сопротивлениями R_0 и R_H соответственно. В зависимости от количества секций может быть различная полоса пропускания ШДМ по согласованию со стороны входа 1 и развязке между выходными каналами 2, 3. При расчете сопротивлений $z_1 - z_n$ применяется теория расчета многосекционных четвертьволновых трансформаторов. Для расчета сопротивлений $R_1 - R_n$ применяются точные методы теории цепей при $n \leq 3$ и приближенные или машинные методы [27; 35; 36; 63; 139] при $n > 3$.

Двухзвенный ШДМ.

$$R_0^{-1} z_1 = \sqrt{h \sqrt{R} + 1 \sqrt{h^2 R + R}}; \quad R_0^{-1} z_2 = R / (R_0^{-1} z_1);$$

$$R_2 = 2z_1 z_2 / \sqrt{(z_2 - z_1 \operatorname{ctg}^2 \Theta_0) (z_1 + z_2)};$$

$$R_1 = 2(z_1 + z_2) R_0 R_2 / [R_2 (z_1 + z_2) - 2z_2 R_0], \quad (2.19)$$

где $h = |S_{11}|_{\max} / \sqrt{1 - |S_{11}|_{\max}^2}; \quad \cos \Theta_0 = S \sqrt{2}/2;$

$$S = \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R - i}{2h \sqrt{R}} \right) \right]^{-0.5}; \quad R = 2R_H / R_0,$$

если $R_0 > 2R_H$, то $R = R_0/2R_H$, а в формулах (2.19) $R_0^{-1} z_1$ заменяется на $z_2/2R_H$, $R_0^{-1} z_2$ — на $z_1/2R_H$.

Трехзвенный ШДМ.

$$(z_1 R_0^{-1})^4 + 2(z_1 R_0^{-1})^3 \sqrt{R} - (R - 1) \operatorname{tg}^{-2} \Theta_0 (z_1 R_0^{-1})^2 \alpha -$$

$$- 2z_1 R_0^{-1} \sqrt{R} - R = 0; \quad z_2 R_0^{-1} = \sqrt{R}; \quad z_3 R_0^{-1} = R / (z_1 R_0^{-1});$$

$$\Theta_0 = \arccos (S \sqrt{3}/2);$$

$$S = \left(\operatorname{ch} [0,333 \operatorname{arch} \sqrt{0,25R^{-1} (R - 1)^2 (|S_{11}|_{\max}^{-2} - 1)}] \right), \quad (2.20)$$

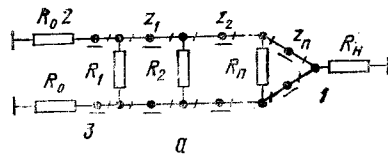
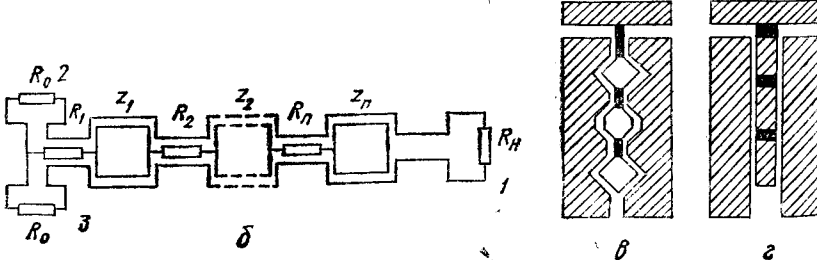


Рис. 2.23. Двухканальные широкополосные делители мощности:

а — схема с параллельным включением плеч; б — схема с последовательным включением плеч; в, г — топологии делителей с последовательно включенными плечами на щелевой линии



где $\alpha = 1$ для чебышевской характеристики; $\alpha = 0$ для максимально плоской характеристики; $R = 2R_H/R_0$. Если $R_0 > 2R_H$, то $R = R_0/2R_H$, а в формулах (2.20) $z_1 R_0^{-1}$ заменяется на $z_2/2R_H$, $z_3 R_0^{-1}$ — на $z_1/2R_H$; $z_2 R_0^{-1}$ — на $z_2/2R_H$. Сопротивления $R_1 - R_3$ определяют из решения уравнений [63]

$$x_1 = y_0 - x_3 y_1^2 / (x_2 x_3 + y_2^2); \quad x_3 = [B_1 (y_1^2 - x_3^2) + \sqrt{B_1^2 (y_1^2 - x_3^2)^2 - 4x_2^2 y_2^3 B_1} / 2x_2 y_2];$$

$$x_3 = \{x_2 (A_1 + y_2^2) + \sqrt{x_2^2 (A_1 + y_2^2)^2 + 4[y_1 (y_1 + y_2) - x_3^2] y_2^2 (B_1 y_1 + A_1)}\}^{-1} \times$$

$$\times \{2[y_1 (y_1 + y_2) - x_3^2]\}^{-1}, \quad (2.21)$$

где

$$y_0 = R_0^{-1}; \quad y_1 = z_1^{-1}; \quad y_2 = z_2^{-1}; \quad y_3 = z_3^{-1}; \quad x_1 = 2R_1^{-1}; \quad x_2 = 2R_2^{-1};$$

$$x_3 = 2R_3^{-1}; \quad A_1 = y_2^2 + a^2 y_2 y_3; \quad B_1 = y_2 + y_3;$$

$$a = -j \operatorname{ctg} \Theta; \quad \Theta = \pi/2 \text{ и } \Theta = \Theta_0. \quad (2.22)$$

Пример 6. Рассчитать трехзвенный ШДМ. Заданы $R = 2R_H/R_0 = 10$; $R_0 = 10 \text{ Ом}$; $R_H = 50 \text{ Ом}$; $|S_{11}|_{\max} = 0,1$.

Рассчитываем по формулам (2.20)

$$z_1 = 15,079 \text{ Ом}; \quad z_2 = 31,62 \text{ Ом}; \quad z_3 = 66,32 \text{ Ом}.$$

Из решения уравнений (2.21) с учетом формул (2.22) получаем

$$R_1 = 53,73 \text{ Ом}; \quad R_2 = 44,347 \text{ Ом}; \quad R_3 = 49,461 \text{ Ом}.$$

Рассчитываем ЧХ по формулам работы [15] с учетом полученных данных. Схема и частотные характеристики трехзвенного ШДМ показаны на рис. 2.24.

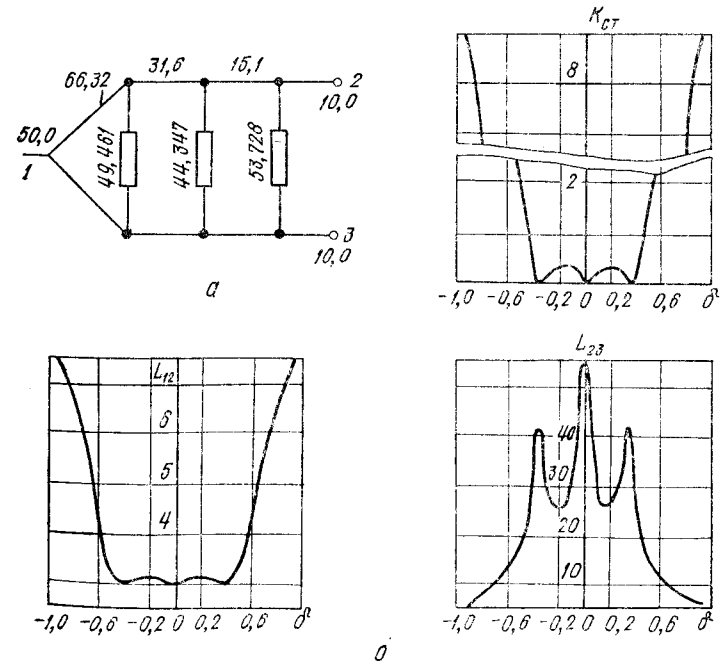


Рис. 2.24. Схема (а) и частотные характеристики (б) трехзвенного ШДМ

Многозвенный ШДМ. Сопротивления $z_1 - z_n$ рассчитывают по формулам для ступенчатых трансформаторов или выбирают из таблиц [125; 139; 148]. Для расчета сопротивлений $R_1 - R_n$ используют приближенные формулы работы [148]:

$$G_1 = 1 - Y_1, \quad (2.23)$$

$$G_k = \frac{Y_{k-1} - Y_k}{Y_{k-1} T_1 T_2 \dots T_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n-1, \quad (2.24)$$

$$G_n = \frac{\frac{1}{2} Y_{n-1}^2}{-2G_{n-1} + \frac{Y_{n-2}^2}{-2G_{n-2} + \dots}}, \quad (2.25)$$

где $K_{ст} = 1$, если n — нечетное; $K_{ст} = K_{ст.макс}$ в полосе частот при n четном;

$$T_{k-1} = 4Y_{k-2}Y_{k-1}/(Y_{k-2} + Y_{k-1} + 2G_{k-1})^2, \quad k = 2, 3, \dots, n-1; \quad (2.26)$$

$$Y_i = R_0/z_i; \quad G_i = R_0/R_i.$$

Расчет проводится в следующей последовательности. Исходные данные z и R_0 . По формулам (2.26) рассчитывают Y_i , а по формуле (2.23) — G_1 . После подстановки G_1 в формулу (2.26) определяют T_1 . Подставив T_1 в формулу (2.24), определяют G_2 . Далее все G (от G_3 до G_{n-1}) рассчитывают по формулам (2.24), (2.26), а G_n — по формуле (2.25).

Таблица 11

n	z_1 (R_1) *	z_2 (R_2)	z_3 (R_3)	z_4 (R_4)	z_5 (R_5)	z_6 (R_6)	z_7 (R_7)
5	1,102 (10,804)	1,232 (7,856)	1,415 (4,848)	1,623 (3,01)	1,816 (2,889)	—	—
6	1,091 (11,99)	1,192 (9,968)	1,333 (6,419)	1,502 (4,205)	1,677 (2,531)	1,833 (1,055)	—
7	1,025 (40,99)	1,094 (15,098)	1,224 (7,821)	1,414 (4,674)	1,635 (2,821)	1,828 (1,52)	1,951 (0,853)
7	1,1274 (8,849)	1,2051 (12,325)	1,3017 (8,928)	1,4142 (6,398)	1,5364 (4,349)	1,6597 (2,594)	1,7740 (4,965)

* Индекс «'» (штрих) соответствует нормированному сопротивлению.

В качестве примера в табл. 11 приведены расчетные соотношения для 5- и 7-звенных делителей. Расчет 5- и 6-звенных делителей приведен для $|S_{11}|_{макс} = 0,05$; $R = 2$, для 7-звенного делителя (№ 3) $|S_{11}|_{макс} = 0,005$; $R = 2$, данные 7-звенного делителя (№ 4) взяты из работы [148]. Следует отметить, что для расчета ШДМ с последовательным включением плеч в вышеприведенных формулах проводимости и сопротивления необходимо поменять местами.

2.6. МОСТ НА n СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

Мост на n связанных микрополосковых линиях (рис. 2.25, а) состоит из n проводников разной ширины, расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга (n четное). Плечи моста соединены с нагрузками сопротивлениями R_1, R_2 . Часть сечения моста с геометрическими размерами показана на рис. 2.25, б

В процессе проектирования мостов на связанных МПЛ решают две задачи: 1) по заданным R_1, R_2 и коэффициенту связи C выбрать количество проводников n , определить сопротивления четного (z^+) и нечетного (z^-) типов колебаний для двух связанных линий и по этим сопротивлениям синтезировать геометрические размеры ω, h, t, s (рис. 2.25, б); 2) по заданным сопротивлениям для двух связанных линий z^+ и z^- (или размерам ω, h, t, s) определить C , задаваясь количеством проводников n .

Сопротивления четного и нечетного типов колебаний

$$z^\pm = \frac{2z_0(n-1)\sqrt{R_1R_2(1-C^2)}}{2z_0(1 \mp C) + (n-2)\sqrt{R_1R_2(1-C^2)}}, \quad (2.27)$$

где z_0 — волновое сопротивление линии, имеющей такие же геометрические размеры, как у одной из связанных линий. При $z_0 = 0,5(z^+ + z^-)$ это выражение в широком диапазоне значений выполняется с точностью 7% формула (2.27) принимает вид

$$z^\pm = \frac{1}{2C} \sqrt{R_1R_2} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1 \pm C}{1 \mp C} [n(C \mp 1) \pm (1 + p)]}, \quad (2.28)$$

где

$$p = [(1 - C^2)n(n-2) + 1]^{0,5}. \quad (2.29)$$

Приближенная формула (2.28) дает результаты, не отличающиеся от данных, приведенных в работе [161].

Коэффициент связи

$$C = \frac{(z^+ - z^-)(n-1)}{(z^+ + z^-)(n-1) + z^+z^-(n-2)z_0}. \quad (2.30)$$

При $n = 2$ и $R_1 = R_2 = R_0$ из формул (2.27) — (2.29) получаем известные выражения для двух связанных линий [124].

Запишем проводимости моста на n связанных линиях, полученные методом «зеркальных изображений», для расчета частотных характеристик

$$Y_{ii} = -jR_i \left\{ \left[\frac{y_1^-}{2}(n-1) - \frac{y_0}{4}(n-2) \right] \operatorname{ctg} \Theta^- + \left[\frac{y_1^+}{2}(n-1) - \frac{y_0}{4}(n-2) \right] \operatorname{ctg} \Theta^+ \right\};$$

$$Y_{12} = Y_{34} = j\sqrt{R_1R_2} \left[\frac{y_1^-(n-1) - y_0(n-2)/2}{2 \sin \Theta^-} + \frac{y_1^+(n-1) - y_0(n-2)/2}{2 \sin \Theta^+} \right];$$

$$Y_{13} = jR_1 \left[\frac{y_1^-}{2} \operatorname{ctg} \Theta^- - \frac{y_1^+}{2} \operatorname{ctg} \Theta^+ \right] (n-1); \quad (2.31)$$

$$Y_{14} = Y_{23} = -j\sqrt{R_1R_2} \left[\frac{y_1^-}{2 \sin \Theta^-} - \frac{y_1^+}{2 \sin \Theta^+} \right] (n-1);$$

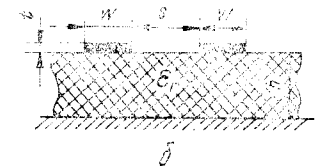
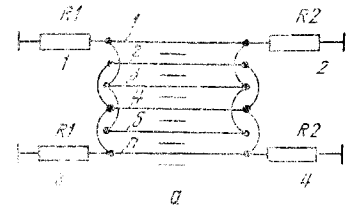


Рис. 2.25. Схема моста на n связанных микрополосковых линиях (а) и часть сечения моста (б)

$$Y_{24} = jR_2 \left[\frac{y_1^-}{2} \operatorname{ctg} \Theta^- - \frac{y_1^+}{2} \operatorname{ctg} \Theta^+ \right] (n-1);$$

$$Y_{12} = Y_{21}; \quad Y_{13} = Y_{31}; \quad Y_{14} = Y_{41}; \quad Y_{24} = Y_{42}; \quad Y_{11} = Y_{33}; \quad Y_{22} = Y_{44};$$

$$Y_{34} = Y_{43}; \quad \Theta^\pm = 2\pi l \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}^\pm} / \lambda,$$

где $y_1^\pm = (z^\pm)^{-1}$; $y_0 = z_0^{-1}$; l — геометрическая длина области связи; λ — длина волны в свободном пространстве; $\epsilon_{\text{эф}}^\pm$ — эффективная диэлектрическая проницаемость.

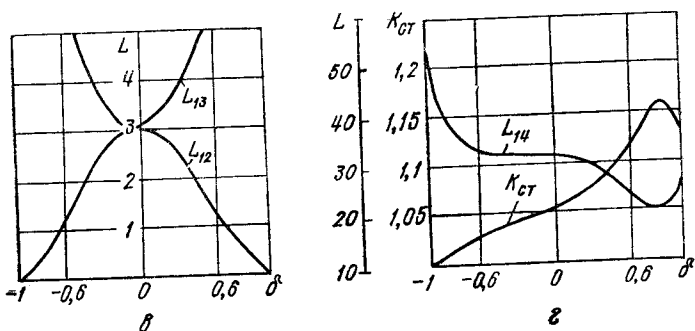
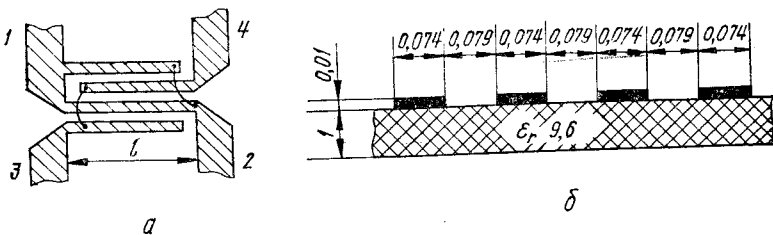


Рис. 2.26. Мост на четырех связанных линиях: а — топология; б — поперечное сечение; в, г — частотные характеристики

Частотные характеристики моста на n связанных линиях можно рассчитать с помощью S -параметров, используя формулы перехода от параметров проводимости к параметрам рассеяния.

Пример 7. Рассчитать мост на четырех связанных линиях. Заданы: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 50$ Ом; $C = 0,707$ (−3 дБ); $\epsilon_r = 9,6$; $h = 1$ мм; $t = 10$ мкм. Подставляем в формулу (2.29) $n = 4$, $C = 0,707$ и определяем $p = 2,23607$. Рассчитываем z^+ и z^- по формуле (2.28) с учетом $R_1 = R_2 = 50$ Ом; $C = 0,707$; $n = 4$ и полученного p $z^+ = 176,1682$ Ом; $z^- = 52,6218$ Ом. По формуле (1.46) рассчитываем

$$(\omega/h)^+ = 0,22363; \quad (\omega/h)^- = 2,93879.$$

Подставляем $(\omega/h)^+$ и $(\omega/h)^-$ в уравнение (1.47) и, изменяя g в пределах от 1 до 1,1, решаем уравнение (1.47). Для значений $(\omega/h)^+$ находим $g = 1,006535$. По формулам (1.48) определяем

$$\omega_{\text{эф}}/h = 0,08127; \quad s_{\text{эф}}/h = 0,07274.$$

Вычисляем по формуле (1.4) поправку за счет толщины полоска

$$\Delta\omega/h = 0,0059.$$

Рассчитываем по выражениям (1.48) ширину линий и зазор между ними

$$w/h = 0,07401; \quad s/h = 0,07861.$$

Проверяем точность определения коэффициента связи, поскольку для расчета z^+ и z^- пользовались приближенной формулой (2.28). Для этого подставим $\omega_{\text{эф}}/h = 0,081127$ в формулу (1.1) и получим $z_0 = 114,405$ Ом. По точной формуле (2.30) вычислим $C = 0,70691$. Эта величина практически не отличается от заданной $C = 0,707$.

Вычисляем по формулам (1.44) — (1.45) эффективные диэлектрические проницаемости

$$\epsilon^+ = 5,9344; \quad \epsilon^- = 5,4555.$$

Геометрическая длина области связи

$$l = \frac{\lambda}{2(\sqrt{\epsilon^+} + \sqrt{\epsilon^-})}.$$

Параметры для моделирования частотных характеристик

$$y_1^- = (52,6218)^{-1}; \quad y_1^+ = (176,1682)^{-1};$$

$$y_0 = (114,405)^{-1}; \quad \Theta^+ = \pi(1 + \delta) \frac{\sqrt{\epsilon^+}}{\sqrt{\epsilon^+} + \sqrt{\epsilon^-}};$$

$$\Theta^- = \pi(1 + \delta) \frac{\sqrt{\epsilon^-}}{\sqrt{\epsilon^+} + \sqrt{\epsilon^-}}; \quad \epsilon^- = 5,4555, \quad \epsilon^+ = 5,9344,$$

где $\delta = \Delta f/f_0$ — относительная частотная расстройка.

Подставляем эти параметры в формулы (2.31) и, используя формулы перехода к S -параметрам, моделируем АЧХ и ФЧХ на ЭВМ (рис. 2.26).

2.7. МЕТОДИКА СИНТЕЗА МНОГОЗВЕННОГО ДЕЛИТЕЛЯ

Методика синтеза состоит в следующем [60]. Имеется двухканальный делитель (см. рис. 2.23), сопротивления R_i и z_i которого выбраны в соответствии с формулами (2.19) — (2.26). Эти сопротивления можно пересчитать в сопротивления многоканального делителя с требуемым делением мощности между каналами (рис. 2.27), у которого частотные характеристики КСВН входа такие же, как у двухканального делителя, а КСВН выходов и развязки между выходными каналами незначительно отличаются от аналогичных параметров двухканального делителя. Для делителя на q -каналов с мощностями в выходных каналах P_1, P_2, \dots, P_q ($P_1 > P_m$, $m = 2, 3, \dots, q$) формулы для пересчета сопротивлений двухканального делителя имеют вид

$$z_{im} = \frac{z_i N}{2K_m},$$

$$i = 1, 2, \dots, n; \quad m = 1, 2, \dots, q.$$

$$R_{om} = \frac{R_o N}{2K_m}, \quad m = 1, 2, \dots, q;$$

$$K_m = \alpha P_m / P_1; \quad N = \sum_{m=1}^q K_m,$$

где α — коэффициент пропорциональности, при умножении на который все K_m становятся целыми; $R_{im}, z_{im}, R_{om}, R_i, z_i$ обозначены на рис. 2.27.

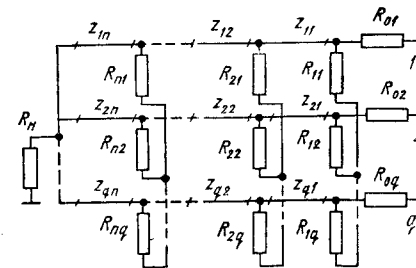


Рис. 2.27. Схема многозвонного многоканального делителя

Многоканальный делитель с синтезированной частотной характеристикой коэффициента отражения входа и требуемым делением мощности между выходными каналами. При проектировании многоканального делителя используют делитель-прототип на M каналов с равным делением [9; 60; 64; 67; 112]. Каждый канал такого делителя рассматривается как многоступенчатый трансформатор. Поскольку все каналы одинаковы, то на расстояниях, равноудаленных от входа делителя, проводники имеют одинаковый потенциал. Параллельное соединение проводников не изменяет распределения поля (токов или напряжений) на входе делителя. Параллельное соединение проводников в выходные каналы позволяет получить распределение мощности между этими каналами, обратно пропорциональное количеству соединяемых проводников. Рассмотрим расчет делителя. Ставится задача — получить делитель на N каналов с заданным распределением мощности.

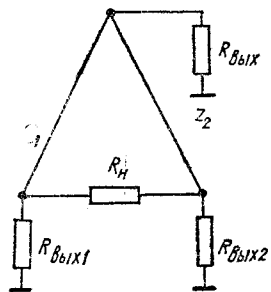


Рис. 2.28. Схема двухканального разветвления с балластным резистором

В качестве делителя-прототипа выберем делитель с равным делением на M каналов.

Выбираем M таким, чтобы можно было M каналов объединить в N групп по a_i каналов в i -й группе при соблюдении условий

$$\sum_{i=2}^{N+1} a_i = M; \quad a_i/M = P_i; \quad \sum_{i=2}^{N+1} P_i = 1, \quad (2.32)$$

где i — номер канала делителя с требуемым делением; P_i — нормированная мощность в i -м канале делителя.

Определяем $a_{i\min}$ и $a_{i\max}$ из соотношений (2.32).

Из конструктивных соображений выбираем максимальное и минимальное сопротивления в выходных каналах N -канального делителя R_{\max} и R_{\min} .

Задаемся сопротивлением R_x из условия

$$R_x/a_{i\min} < R_{\max}; \quad R_x/a_{i\max} > R_{\min}. \quad (2.33)$$

Коэффициент трансформации

$$R = R_0 M / R_x, \quad (2.34)$$

где R_0 — сопротивление на входе делителя.

Определяем минимальное количество четвертьволновых ступеней в каждом канале делителя с равным делением по заданному рассогласованию, полосе частот, коэффициенту трансформации R , n_{\min} .

Задаемся количеством ступеней в канале делителя из конструктивных соображений $n > n_{\min}$.

Определяем нормированные волновые сопротивления Z_1, Z_2, \dots, Z_n ступеней канала по таблицам для четвертьволновых трансформаторов или расчетным соотношениям [124; 125].

Создаем топологическую схему делителя на N каналов приведением M -канального делителя (см. пример 8 расчета) к N -канальному, выполненному из двухканальных разветвлений линий передачи за счет объединения нескольких равнопотенциальных ветвей в одну эквивалентную.

Волновые сопротивления эквивалентных ветвей

$$z_{en} = R_x Z_n / \alpha_n, \quad (2.35)$$

где α_n — количество объединяемых ветвей.

Определяем для каждого двухканального разветвления (рис. 2.28) сопротивление балластных резисторов

$$R_n = z_1 z_2 / R_{\text{вых}}, \quad (2.36)$$

где $R_{\text{вых}}$ — сопротивление выходных нагрузок, соединенных с двухканальным разветвлением, пересчитанное через четвертьволновые трансформаторы на вход двухканального разветвления.

Рассчитываем волновые сопротивления трансформаторов, трансформирующих разные сопротивления выходных нагрузок делителя в сопротивления нагрузок с одинаковыми сопротивлениями, если в этом есть необходимость,

Разрабатываем схему делителя для расчета частотных характеристик, состоящую из элементов с известными матрицами рассеяния.

Рассчитываем частотные характеристики, используя один из алгоритмов [1; 14; 44].

Пример 8. Рассмотрим последовательность расчета пятиканального делителя с распределением мощности между выходными каналами в соответствии с законом $\cos^2(\pi x/2)$.

Закону распределения $\cos^2(\pi x/2)$ удовлетворяют следующие мощности в каналах: 0,25; 0,75; 1; 0,75; 0,25. С учетом этих данных выбираем $M = 12$; $a_2 = 1$; $a_3 = 3$; $a_4 = 4$; $a_5 = 3$; $a_6 = 1$. Из формулы (2.32) получаем

$$\sum_{i=2}^{N+1} a_i = 12;$$

$$a_2/M = 1/12; \quad a_3/M = 3/12; \quad a_4/M = 4/12;$$

$$a_5/M = 3/12; \quad a_6/M = 1/12; \quad \sum_{i=2}^{N+1} P_i = 1.$$

Определяем $a_{i\min} = a_2 = a_6 = 1$, $a_{i\max} = a_4 = 4$.

Из конструктивных соображений выбираем

$$R_{\max} = 120 \text{ Ом}; \quad R_{\min} = 20 \text{ Ом}$$

Задаемся сопротивлением $R_x = 100 \text{ Ом}$, учитывая формулу (2.33),

$$100/1 < 120 \text{ Ом}; \quad 100/4 > 20 \text{ Ом}.$$

Коэффициент трансформации определяем по формуле (2.34)

$$R = R_0 M / R_x = 50 \cdot 12 / 100 = 6,$$

где $R_0 = 50 \text{ Ом}$ — сопротивление на входе делителя.

Задаемся рассогласованием $|S_{11}|_{\max} = 0,05$ и минимальным количеством ступеней $n_{\min} = 5$.

Определяем нормированные волновые сопротивления ступеней канала делителя по табл. 6.5 работы [125] при $|S_{11}|_{\max} = 0,05$; $n = 5$; $R = 6$; $Z_1 = 1,178$; $Z_2 = 1,603$; $Z_3 = 2,452$; $Z_4 = 3,742$; $Z_5 = 5,095$.

Создаем топологическую схему пятиканального делителя. На рис. 2.29, а показан 12-канальный делитель при $M = 12$, на рис. 29, б — пятиканальный делитель, полученный объединением части каналов 12-канального делителя. Количество объединенных каналов указано цифрами в кружочках. Этот пятиканальный делитель имеет требуемое распределение мощности. На рис. 2.29, в показан пятиканальный делитель, выполненный из двухканальных разветвлений путем объединения ветвей разветвлений в каждой ступени. Количество объединяемых ветвей показано цифрами в кружочках. На рис. 2.29, г показан пятиканальный делитель с требуемым делением и балластными резисторами.

По топологической схеме (рис. 2.29, в) рассчитываем сопротивления ветвей по формуле (2.35) с учетом $Z_1 = Z_5$, полученных ранее:

$$z_{KC} = 100 \cdot 1,78/4 = 29,45 \text{ Ом}; \quad z_{LA} = z_{FE} = 100 \cdot 1,178/1 =$$

$$= 117,8 \text{ Ом}; \quad z_{LB} = z_{FD} = 100 \cdot 1,178/3 = 39,26 \text{ Ом}; \quad z_{PF} = z_{NK} = z_{ML} =$$

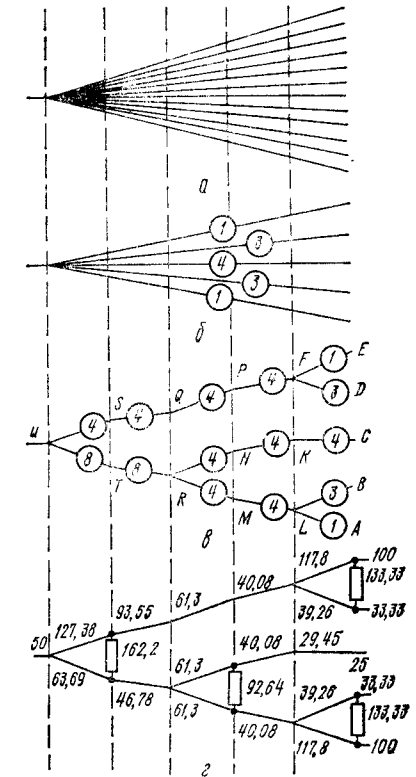


Рис. 2.29. Схема синтеза пятиканального делителя

$$= 100 \cdot 1,603/4 = 40,08 \text{ Ом}; \quad z_{QP} = z_{RN} = z_{RM} = 100 \cdot 2,452/4 = 61,3 \text{ Ом};$$

$$z_{SQ} = 100 \cdot 3,742/4 = 93,55 \text{ Ом}; \quad z_{TR} = 100 \cdot 3,742/8 = 46,78 \text{ Ом};$$

$$z_{US} = 100 \cdot 5,095/4 = 127,38 \text{ См}; \quad z_{UT} = 100 \cdot 5,095/8 = 63,69 \text{ Ом};$$

$$z_U = 50 \text{ Ом}; \quad z_A = z_E = 100 \text{ Ом}; \quad z_D = z_H = 33,33 \text{ Ом}; \quad z_C = 25 \text{ Ом}.$$

Расчитанные сопротивления указаны на рис. 2.29, з.

Определяем сопротивления балластных резисторов по формуле (2.36)

$$z_{AB} = z_{ED} = z_{FE} z_{FD} / z_F,$$

$$\text{где } z_F = \frac{z_{FE}^2 z_{ED}}{z_E z_D} \left(\frac{z_{FE}^2}{z_E} + \frac{z_{FD}}{z_D} \right), \quad z_{AB} = z_{ED} = 133,33 \text{ Ом}.$$

Аналогичным образом рассчитываем сопротивления $z_{MN} = 92,64 \text{ Ом}; z_{ST} = 162,2 \text{ Ом}.$

Поскольку все выходные сопротивления делителя различные: $z_A = z_E = 100 \text{ Ом}; z_D = z_B = 33,33 \text{ Ом}; z_C = 25 \text{ Ом}$, то с помощью введения трансформаторов сопротивлений их можно трансформировать в требуемые, например, равные 50 Ом [60].

Разрабатываем схему делителя для расчета частотных характеристик, с помощью которой моделируем частотные характеристики делителя.

Если полученные результаты соответствуют заданию, то на этом процесс проектирования делителя заканчивается.

Глава 3

ФИЛЬТРЫ

3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ

Фильтры (линейные четырехполюсники, осуществляющие частотную селекцию сигнала) выделяют из сложного сигнала частотные составляющие, расположенные в полосе пропускания, и подавляют (отражают, поглощают, ответвляют) остальные частотные составляющие, которые попадают в область заграждения фильтра (полосу задержания).

Фильтры различают по следующим характеристикам:

по взаимному расположению полос пропускания и заграждения (фильтры нижних частот (ФНЧ) — пропускают колебания нижних частот и заграждают колебания верхних частот; фильтры верхних частот (ФВЧ) — пропускают колебания верхних частот и заграждают колебания нижних частот; полосно-пропускающие фильтры (ППФ) — пропускают колебания в полосе частот и заграждают колебания вне полосы; полосно-заграждающие фильтры (ПЗФ) — заграждают колебания в полосе частот и пропускают вне полосы);

по форме амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) (фильтры с чебышевской АЧХ имеют равноволновое пульсирующее затухание в полосе пропускания и монотонно возрастающее в полосе заграждения; фильтры с максимально плоской АЧХ (Баттерворса) имеют незначительное монотонно возрастающее затухание в полосе пропускания и возрастающее затухание в полосе заграждения; фильтры со специальными формами АЧХ, например, пульсирующими в полосе пропускания и заграждения (Золотарева — Кауэра) [139]).

Частотно-избирательные свойства фильтров используются для формирования частотного канала, деления частотного канала на несколько более узких частотных каналов, согласования нагрузок. Эти устройства описываются единой теорией и общими базовыми алгоритмами.

Форма АЧХ определяется следующими параметрами: L_{np} — затухание (дБ) на граничных частотах $f_{п1}$ и $f_{п2}$ полосы пропускания (рис. 3.1); L_3 — затухание фильтра на граничных частотах $f_{з1}$ и $f_{з2}$ полосы заграждения; L_0 — минимальное затухание в полосе пропускания; $L_n = (L_{np} - L_0)$ — неравномерность в полосе

пропускания; $\Delta L_3 = (L_3 - L_{np})$ — эффективное затухание в области заграждения; $2\Delta f_n = (f_{п2} - f_{п1})$ — полоса пропускания; $\Delta V_n = 2f_n/f_0$ — относительная полоса пропускания, где $f_0 = \sqrt{f_{п2} f_{п1}}$ — центральная частота полосы пропускания; $2\Delta f_3 = (f_{з2} - f_{з1})$ — полоса заграждения; $\Delta V_3 = 2\Delta f_3/f_0$ — относительная полоса заграждения; $k_n = \Delta V_3/\Delta V_n$ — коэффициент прямоугольности АЧХ; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; $\Omega = (f/f_0 - f_0/f)/(f_n/f_0 - f_0/f_n)$ — частотная переменная.

При проектировании фильтров широко применяют фильтр-прототип (ФНЧ), представленный в виде лестничной схемы (рис. 3.2). Элементы этой схемы (g -пар-

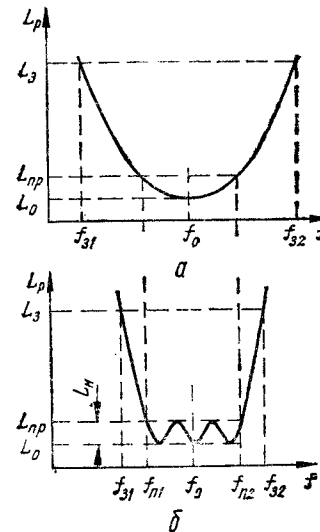


Рис. 3.1. Амплитудно-частотные характеристики фильтров Баттерворса (а) и Чебышева (б)

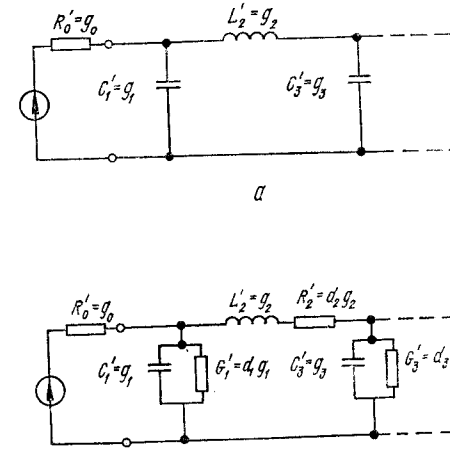


Рис. 3.2. Эквивалентные схемы фильтра-прототипа нижних частот без учета диссипативных потерь (а) и с учетом потерь (б)

аметры): g_0 — сопротивление генератора R если $g_1 = C_1'$, или проводимость генератора G_0 , если $g_1 = L_1'$; g_k — индуктивность последовательной катушки или емкость параллельного конденсатора; g_{n+1} — сопротивление нагрузки R_n' , если $g_n = C_n'$, или проводимость нагрузки G_n' , если $g_n = L_n'$.

Величины элементов прототипов нормируются так, чтобы $g_0 = 1$ и граничная частота полосы пропускания была также равна единице $\omega_n = 1$ (ω' — нормированная частота, как и Ω). Использование цепей-прототипов и таблиц для расчета фильтров сопровождается частотным преобразованием (например, для перехода от ФНЧ к ППФ или ПЗФ при частотном преобразовании), при котором заменяется частотная переменная (ω' или Ω) и параметры элементов фильтра-прототипа пересчитываются в параметры проектируемого фильтра. Переход от нормированных элементов фильтров-прототипов к элементам реальных фильтров выполняют с помощью следующих преобразований:

для активных сопротивлений или индуктивностей

$$R = (R_0/R_0') R' \text{ или } G = (G_0/G_0') G';$$

для индуктивностей

$$L = (R_0/R_0') (\omega_n'/\omega_n) L' = (G_0/G_0') (\omega_n'/\omega_n) L';$$

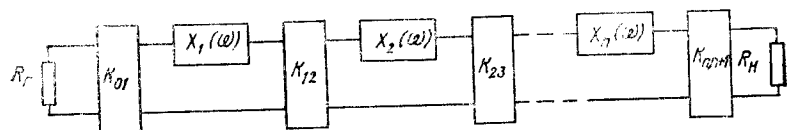
для емкостей

$$C = (R_0/R_0') (\omega_n'/\omega_n) C' = (G_0/G_0') (\omega_n'/\omega_n) C',$$

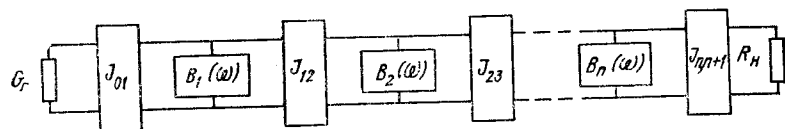
где обозначение элемента со штрихом относится к нормированному параметру прототипа, а без штриха — к элементу ренормированной цепи.

Если необходимо учитывать диссипативные потери, то схему фильтра-прототипа представляют в другом виде (рис. 3.2, б), в котором проводимости G'_k и сопротивления R'_k являются рассеивающими элементами. Их влияние учитывается комплексной переменной $W = d_k + j\omega'$ [79], на которую умножается соответствующий параметр d_k для получения проводимости или сопротивления соответствующей ветви схемы

$$Z_k = W Z_k = (j\omega' + d_k) g_k = j\omega' L'_k + R_k; \quad Y_k = W Y_k = (j\omega' + d_k) g_k = j\omega' C'_k + G_k.$$



а



б

Рис. 3.3. Обобщенная схема ППФ на связанных резонаторах последовательного (а) и параллельного (б) типов

При проектировании фильтров со связанными резонаторами (микрополосковыми или диэлектрическими) часто используют обобщенную схему ППФ с инверторами сопротивлений (рис. 3.3, а) или проводимостей (рис. 3.3, б). Коэффициент связи $K_{k,k+1}$, нормированное затухание $D_k = 1/Q_k$ и добротность Q_k резонаторов связаны с g_k -параметрами прототипа ФНЧ следующими соотношениями:

$$Q_k = \omega_n L_k / R_k = \omega_n C_k / G_k; \quad Q_k = \omega_n g_k / d_k g_k = \omega'_n / d_k; \quad d_k = \omega'_n / Q_k;$$

$$D_k = d_k / \omega'_n = d / \omega'_n = D \text{ при } d_k = d; \quad (3.1)$$

$$D_1 = \frac{\Delta V_n}{g_0 g_1 \omega'_n}; \quad D_n = \frac{\Delta V_n}{g_n g_{n+1} \omega'_n}; \quad K_{k,k+1} = \frac{\Delta V_n}{\omega'_n \sqrt{g_k g_{k+1}}}. \quad (3.2)$$

При расчете ППФ с последовательными резонаторами (рис. 3.3, а) выражения (3.2) преобразуют к виду

$$D_1 = 1/Q_1 = K_{0,1}^2 / (R_n x_1); \quad D_n = 1/Q_n = K_{n,n+1}^2 / (R_n x_n). \quad (3.3)$$

а для ППФ с параллельными резонаторами (рис. 3.3, б)

$$D_1 = 1/Q_1 = J_{0,1}^2 / (G_n b_1); \quad D_n = 1/Q_n = J_{n,n+1}^2 / (G_n b_n), \quad (3.4)$$

где x_k и b_k — параметры крутизны реактивных сопротивлений и проводимости

$$x_k = \frac{\omega_0}{Z} \frac{dX_k(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}; \quad b_k = \frac{\omega_0}{Z} \frac{dB_k(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}, \quad (3.5)$$

$X_k(\omega)$ и $B_k(\omega)$ — реактивное сопротивление и проводимость k -го резонатора; $K_{k,k+1}$ и $J_{k,k+1}$ — сопротивления и проводимости инверторов;

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{R_n x_1 \Delta V}{g_0 g_1 \omega'_n}}; \quad K_{k,k+1} = \frac{\Delta V}{\omega'_n} \sqrt{\frac{x_k x_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}; \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_n x_n \Delta V}{g_n g_{n+1} \omega'_n}}; \\ J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_n b_1 \Delta V}{g_0 g_1 \omega'_n}}; \quad J_{k,k+1} = \frac{\Delta V}{\omega'_n} \sqrt{\frac{b_k b_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}; \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_n b_n \Delta V}{g_n g_{n+1} \omega'_n}}. \quad (3.6)$$

Идеальным инвертором является, например, четвертьволновой отрезок линии с волновым сопротивлением K (с волновой проводимостью J), обладающий трансформирующими свойствами,

$$Z_r = K^2 / Z_n \text{ или } Y_r = J^2 / Y_n,$$

где Z_r и Y_r — сопротивление и проводимость со стороны зажимов генератора. Прохождение СВЧ энергии через фильтр характеризуют с помощью коэффициента передачи мощности (в дБ)

$$A_p = \frac{H^2}{1 + h^2 |F(s)|^2}, \quad s = j\omega, \quad (3.7)$$

где H — начальные потери при $\omega = 0$; h — параметр неравномерности АЧХ; $F(s)$ — характеристическая функция цепи.

Для синтеза фильтров характеристическая функция аппроксимируется. В полиномиальных фильтрах в качестве аппроксимации используют решения дифференциального уравнения

$$(1 - x^2) \frac{d^2 W}{dx^2} - x \frac{dW}{dx} + n^2 W = 0.$$

Чаще всего выбирают решение в виде полинома Чебышева [27]

$$T_n(x) = \frac{1}{2} [(x + \sqrt{x^2 - 1})^n + (x - \sqrt{x^2 - 1})^n] = \begin{cases} \cos(n \arccos x), & |x| < 1; \\ \operatorname{ch}(n \operatorname{arch} x), & |x| > 1. \end{cases} \quad (3.8)$$

Подставив в формулу (3.7) $T_n(s)$ из выражения (3.8), получим равноволновую аппроксимацию АЧХ

$$A_p = -L_p = 10 \lg \{H^2 / [1 + h^2 T_n^2(\omega)]\}. \quad (3.9)$$

3.2. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ФИЛЬТРА

Исходными данными для проектирования фильтра являются требования к параметрам АЧХ (см. рис. 3.1). Требуемая АЧХ аппроксимируется с помощью полинома порядка n для плоской АЧХ

$$n = \lg \sqrt{(L_s - 1) / (L_{np} - 1)} / \lg \Omega_s, \quad (3.10)$$

для равноволновой АЧХ

$$n = \operatorname{Arch} \sqrt{(L_s - 1) / (L_{np} - 1)} / \operatorname{Arch} \Omega_s. \quad (3.11)$$

Формулы (3.10) и (3.11) являются решениями уравнения (3.9) при подстановке в него потерь пропускания L_{np} и потерь затухания L_s при $\Omega_n = 1$ и Ω соот-

Функция передачи фильтра от частотной переменной Ω имеет вид

$$A_R = 10 \lg \left[2 \sqrt{D_r D_v} \prod_{k=1}^{n-1} K_{k,k+1} / |\Delta_n| \right]^2, \quad (3.14)$$

где $|\Delta_n|$ — определитель матрицы проводимости.

И, наконец, при проектировании фильтра сопоставляют функции реализации (3.14) и аппроксимации (3.7) и (3.9). Для этого зависимость от частотной переменной Ω (нормированной частоты) знаменатель функции аппроксимации (3.9) выражают через его корни. Из сопоставления этих двух полиномов определяются g -параметры схемы на рис. 3.2 или K -параметры схемы на рис. 3.3. Как правило, эту процедуру выполняют на ЭВМ.

Для расчета g -параметров прототипа ФНЧ без учета диссипативных потерь используют также следующие формулы:

для ФНЧ с максимально плоской АЧХ при $L_{пр} = 3$ дБ; $g_0 = g_{n+1} = 1$

$$g_k = 2 \sin [(2k - 1) \pi / 2n], \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (3.15)$$

для ФНЧ с чебышевской АЧХ

$$\left. \begin{aligned} g_0 &= 1; \quad g_1 = 2a_1/\gamma = g_n; \\ g_k &= 4a_{k-1}a_k/(b_{k-1}g_{k-1}), \quad k = 2, 3, \dots, n; \\ g_{n+1} &= \begin{cases} 1, & \text{если } n \text{ нечетное,} \\ \text{cth}^2(\beta/4), & \text{если } n \text{ четное,} \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

где $\beta = \ln [\text{cth}(L_{пр}/17,37)]$; $\gamma = \text{sh}(\beta/2n)$; $a_k = \sin [(2k - 1) \pi / 2n]$; $b_k = \gamma^2 + \sin^2(k\pi/n)$, $k = 1, 2, \dots, n$.

При синтезе фильтров с однородными потерями по таблицам применяют метод предсказания передаточной функции [79]. Суть его для ФНЧ с нулями передаточной функции в бесконечности состоит в следующем. Полюсы функции передачи в комплексной плоскости s сменяют на величину потерь d вправо с условием, чтобы ни одна пара комплексно-сопряженных полюсов не попала в правую полуплоскость (основное практическое ограничение на величину d), а затем выполняют синтез так же, как и реактивного фильтра (по новой частотной переменной $p = s - d$), реализуя преобразованную функцию передачи. Далее проводят обратную подстановку $s = p + d$, и функция передачи синтезированного фильтра с однородными потерями будет с точностью до постоянного множителя K_n равна заданной. Численное значение этого множителя определяет затухание L_0 , одинаковое для всех частот

$$L_0 = 20 \lg (1/K_n).$$

Формула учета диссипативных потерь [79], дБ: для четных n

$$L_0 = 8,686dc_1/c_0,$$

для нечетных n

$$L_0 = 4,343d \sum_{k=1}^n g_k.$$

где c_0 и c_1 — коэффициенты полинома функции передачи при нулевой и первой степенях частоты соответственно.

Заключительным этапом проектирования фильтра является переход от эквивалентной схемы с рассчитанными параметрами элементов, полученными из параметров прототипа ФНЧ, к топологии конкретного фильтра. Для этого можно воспользоваться табл. 12, которая содержит «полусредоточенные» элементы, образованные отрезками линий длиной менее $\lambda/4$ и имеющие в узком диапазоне частот свойства сосредоточенных емкостей или индуктивностей. В качестве широкополосных элементов для фильтров служат связанные отрезки линий передачи (см. гл. 1).

Микрополосковые фильтры можно разделить на следующие типы: тип 1 — с параллельно связанными полуволновыми резонаторами (рис. 3.7); тип 2 — с па-

Тип цепи	Топология	Эквивалентная схема	Расчетные формулы
Отрезок линии			$X = Z_0 \sin \frac{\omega l}{c} \sqrt{\epsilon} \approx$ $\approx Z_0 \frac{\omega l}{c} \sqrt{\epsilon};$ $B/2 = Y_0 \text{tg} \frac{\omega l}{2c} \sqrt{\epsilon} \approx$ $\approx Y_0 \frac{\omega l}{2c} \sqrt{\epsilon}$
			$\text{при } \omega l \sqrt{\epsilon}/c < \pi/4;$ $\frac{X}{2} = Z_0 \text{tg} \frac{\omega l}{2c} \sqrt{\epsilon} \approx$ $\approx Z_0 \frac{\omega l}{2c} \sqrt{\epsilon};$
Параллельная индуктивность			$B = Y_0 \sin \frac{\omega l}{2} \sqrt{\epsilon} \approx$ $\approx Y_0 \frac{\omega l}{c} \sqrt{\epsilon}$
			$\text{при } \omega l \sqrt{\epsilon}/c < \pi/4;$
Последовательная емкость			$X = Z_0 \omega l \sqrt{\epsilon}/c;$ $B = 0,08855\epsilon\omega\omega l/t;$
Параллельно включенный последовательный резонансный контур			$X_C = -cZ_{01}/\omega l_1 \sqrt{\epsilon};$ $X_L = Z_{02}\omega l_2 \sqrt{\epsilon}/c$
			$X_L = Z_{02}\omega l_2 \sqrt{\epsilon}/c;$ $X_C = -cZ_{01}/\omega l_1 \sqrt{\epsilon}$

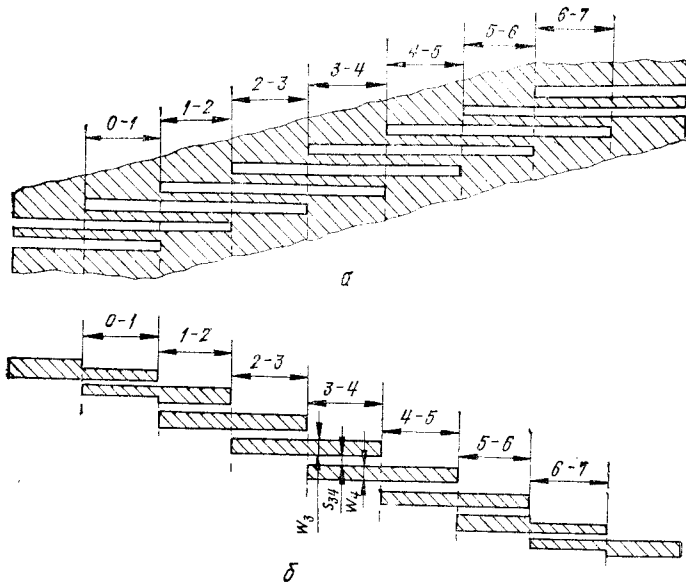


Рис. 3.7. Топология фильтра на связанных полуволновых резонаторах:
 а — на копланарных линиях; б — на микрополосковых линиях (0—1, 1—2, ... — четвертьволновые области связи)

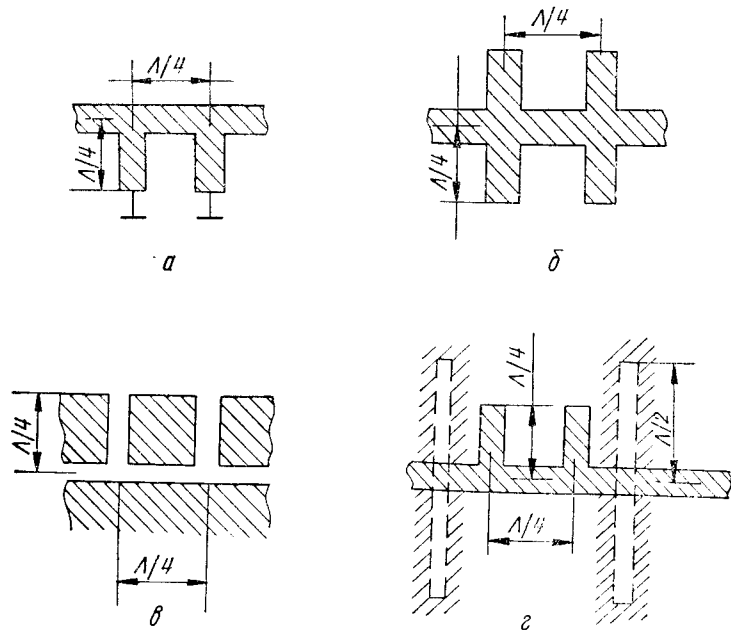


Рис. 3.8. Топология фильтра типа 2:
 а — на МПЛ с замкнутыми резонаторами; б — на МПЛ с разомкнутыми резонаторами; в — на ШЛ; г — на комбинации ШЛ и МПЛ

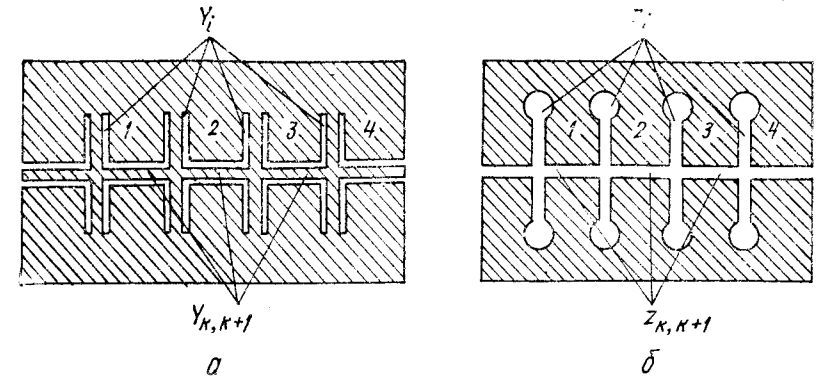


Рис. 3.9. Топология полосно-пропускающего фильтра с включенными четвертьволновыми шлейфами:
 а — параллельно; б — последовательно с Y_i и Z_i ($i = 1, 2, 3, 4$) и четвертьволновыми соединительными линиями с $Y_{k,k+1}$ и $Z_{k,k+1}$ ($k = 1, 2, 3$) на копланарной (а) и щелевой (б) линиях передачи

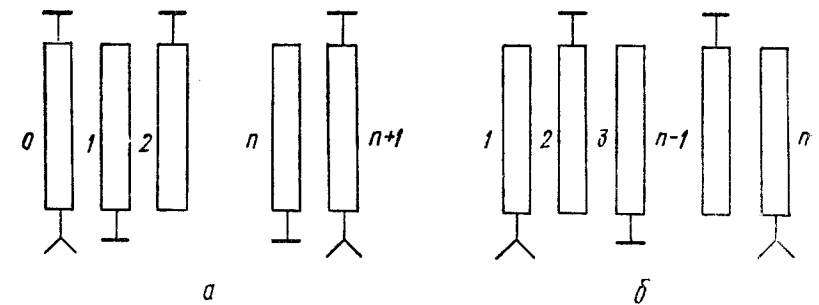


Рис. 3.10. Схемы встречно-стержневого фильтра с короткозамкнутыми входной и выходной линиями (0, $n+1$) (а) и с разомкнутыми входным и выходным резонаторами (1, n) (б)

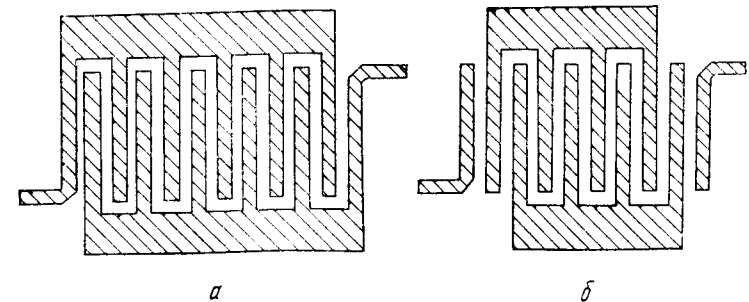


Рис. 3.11. Эскиз топологии встречно-стержневого фильтра:
 а — с короткозамкнутыми; б — с разомкнутыми входным и выходным резонаторами

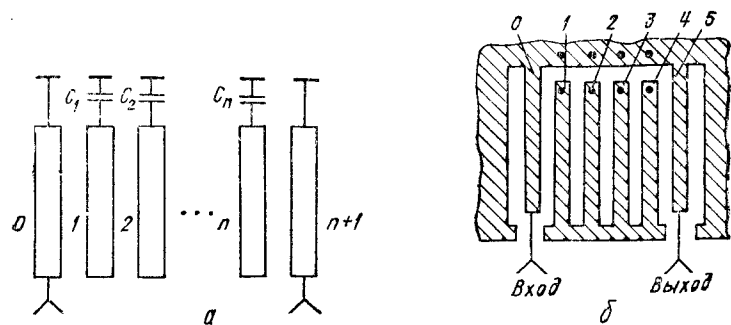


Рис. 3.12. Схема гребенчатого фильтра (а) (0, $n + 1$ — входная и выходная линии связи; 1, 2, ..., n — резонаторы; C_1, C_2, \dots, C_n — сосредоточенные емкости) и топологии гребенчатого фильтра (б) (0, 5 — согласующие оконечные звенья; 1—4 — резонаторы; «точки» — места подключения сосредоточенных емкостей)

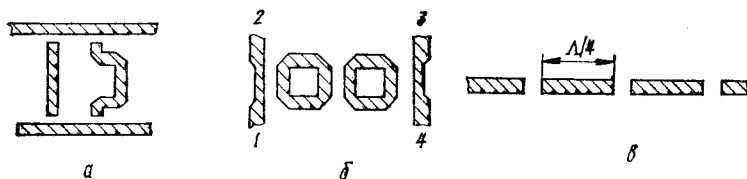


Рис. 3.13. Конструкция направленного фильтра: а, б — тип 8, в — фильтр на одиночной МПП

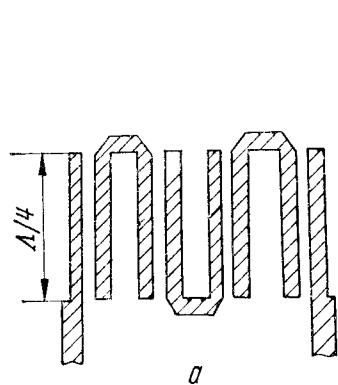


Рис. 3.14. Конструкция фильтра типа 7: а — полосно-пропускающего; б — режекторного

параллельными и последовательными шлейфами длиной $\lambda_0/4$, где λ_0 — длина волны в линии, соответствующая средней частоте полосы пропускания (рис. 3.8); тип 3 — с полуволновыми шлейфами и четвертьволновыми соединительными линиями (рис. 3.9); тип 4 — на встречных стержнях (рис. 3.10 и 3.11); тип 5 — гребенчатые (рис. 3.12); тип 6 — на одиночной микрополосковой линии с зазорами (рис. 3.13, а, б); тип 7 — на меандровых линиях (рис. 3.14); тип 8 — направленные (рис. 3.13, а, б); тип 9 — на диэлектрических резонаторах (рис. 3.15—3.17). В табл. 13 приведены рекомендации по выбору вида линии передачи — конструктивной основы этих фильтров, работоспособных до частоты 15 ГГц.

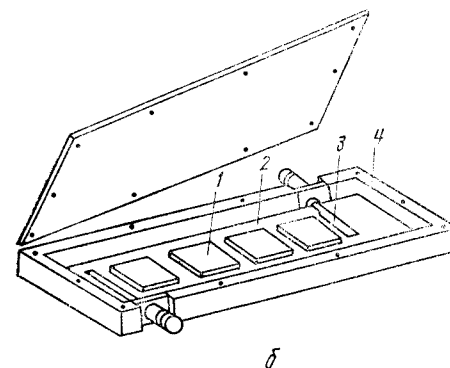
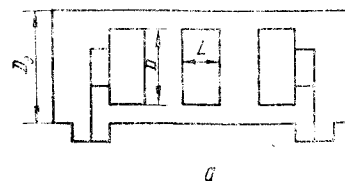


Рис. 3.15. Конструкция фильтра на ДР: а — в высоком круглом экране (D_0 — диаметр экрана; D — диаметр ДР; L — высота ДР); б — планарного (1 — прямоугольный ДР; 2 — подложка; 3 — штырь; 4 — корпус)

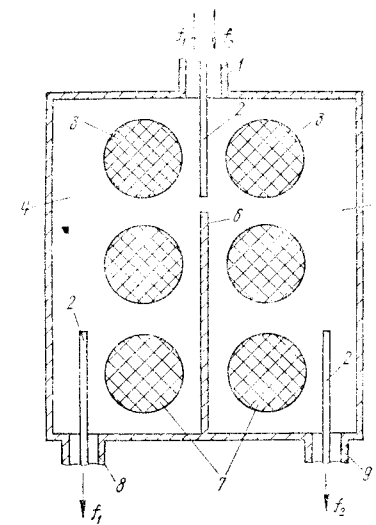


Рис. 3.16. Конструкция частотно-разделительного устройства на ДР: 1 — коаксиальный вход; 2 — штырь; 3 — ДР; 4, 5 — подложки; 6 — металлическая перегородка; 7 — крайние ДР, связанные с выходами 8, 9

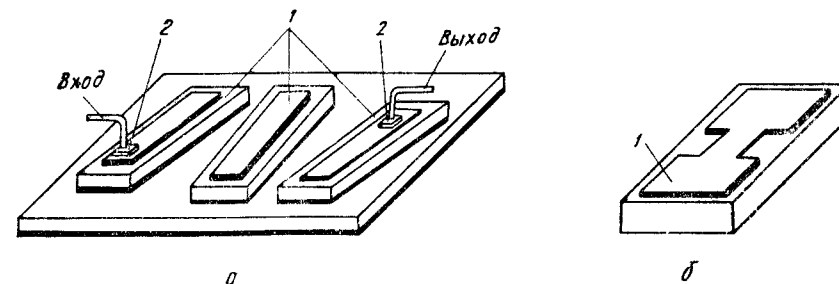


Рис. 3.17. Конструкция фильтра на отдельных микрополосковых резонаторах, которые изготовлены на подложке с высоким ϵ : 1 — микрополосковый резонатор; 2 — выводы

Рассмотрим кратко особенности указанных фильтров. Фильтр типа 1 на связанных линиях имеет значительные размеры, если он не сворачивается в меандр, т. е. не превращается в фильтр типа 7 с максимальным использованием площади подложки. Фильтры типов 2 и 3 с параллельными и последовательными шлейфами удобно выполнять на комбинациях ШЛ и МПП. Фильтр типа 8 (рис. 3.13, б) от входа 1 к входу 4 — это узкополосный пропускающий, а от входа 1 ко входу 2 — узкополосный заграждающий. Его недостаток — большие потери в полосе пропускания (порядка 3 дБ). Размеры на рисунках указаны для полосно-пропускающих фильтров.

Полосно-заграждающие фильтры аналогичны фильтрам типов 2—5, 8, 7, но длина их шлейфов отличается на $\pm \lambda_0/4$ от длины шлейфов полосно-пропускающих фильтров.

Таблица 13

Полоса пропускания			Потери в полосе пропускания		Габаритные размеры		Крутизна скатов		Тип линии для реализации
5 %	10 %	20 %	минимальные	не лимитированы	минимальные	не лимитированы	большая	не лимитирована	
1, 4, 9, 8,	1, 2, 4, 6, 7	1, 2, 3, 4, 7	1, 2, 3, 4, 7	6, 9, 8	7*, 4	1, 3, 6, 9, 8	3, 4, 8, 9*	1, 2, 6, 7	МПЛ
1, 8	1, 2, 6, 7	1, 2, 3, 7	1, 2, 3, 7	6, 8	7	1, 3, 6, 8	3, 8	1, 2, 6, 7	ЩЛ
	2, 6	2, 3	2, 3	6		3, 6	3	2, 6	КЛ
	2	2, 3	2, 3		3		3	2	МПЛ, ЩЛ

Примечания: 1. Цифры обозначают тип фильтра. 2. Звездочкой отмечены особенно хорошие параметры.

3.3. ЧАСТОТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Частотные преобразования применяют при проектировании фильтров с использованием таблиц. В таблицах приведены g -параметры, полюса для прототипа ФНЧ, а эквивалентную схему проектируемого фильтра строят с помощью частотного преобразования. От частотной переменной $s = \sigma + j\omega$ переходят к частотной переменной p : для ФВЧ $p = 1/s$, для ППФ $p = (s^2 + \omega_0^2)/s$, для ПЗФ $p = s/(s^2 + \omega_0^2)$, где $\omega_0 = \sqrt{\omega_{n1}\omega_{n2}}$.

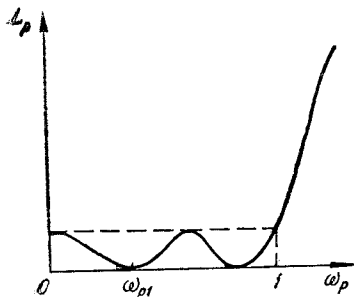


Рис. 3.18. Частотная зависимость затухания фильтра Чебышева четного порядка

Известно, что у фильтров Чебышева четного порядка $g_0 \neq g_{n+1}$, т. е. реализация передаточной функции ФНЧ в этом случае приводит к схеме с неодинаковыми нагрузочными сопротивлениями $R_r \neq R_n$, что нежелательно, поэтому переходят к новой частотной переменной ω_p [95]

$$\omega_p^2 = \omega^2 (1 - \omega_{p1}^2) + \omega_{p1}^2$$

где ω_{p1} — угловая частота первого от начала координат минимума зависимости $L_p(\omega_p)$, равная частоте ближайшего от начала координат нуля для полинома Чебышева на положительной частотной полуоси (рис. 3.18).

Полученная функция $L_p(\omega_p)$ соответствует частотной зависимости рабочего ослабления ФНЧ четного порядка с единичной шириной полосы пропускания и ослаблением при постоянном токе, равным нулю.

При синтезе с применением ЭВМ можно полагать $R_r = R_n$, т. е. $g_0 = g_{n+1}$ или $D_r = D_n$, что упрощает аналитические преобразования и облегчает построение фильтров.

Частотным преобразованием можно воспользоваться при согласовании сопротивлений R_1 и R_2 ($R_2 > R_1$) [95]. Если сопротивления согласуются в полосе частот $(\omega_{n1}, \omega_{n2})$, то широкополосный согласующий фильтр (СФ) (полоса больше $1/3$ октавы) получают заменой частоты прототипа ФНЧ $\bar{\omega}$ на ω (рис. 3.19):

$$\bar{\omega} = (\omega^2 - \omega_0^2)/A, \quad (3.17)$$

где $\omega_0^2 = (\omega_{n1}^2 + \omega_{n2}^2)/2$; $A = (\omega_{n2}^2 - \omega_{n1}^2)/2$. Заметим, что $\omega_0 = \sqrt{\omega_{n1}\omega_{n2} + A^2}$ и для узкополосного СФ $\omega_0 = \sqrt{\omega_{n1}\omega_{n2}}$.

Как видно из рис. 3.19, соотношение (3.17) отображает отрезок отрицательной полуоси $(-\omega_0^2/A, 0)$ и всю положительную полуось $\bar{\omega}$ на положительную полуось ω , при этом точка $-\omega_0^2/A$ переходит в 0, а точка 0 в ω_0 , а значения -1 и 1 в $-\omega_{n1}$ и ω_{n2} соответственно.

На рис. 3.20, а изображена схема-прототип согласующего ФНЧ из реактивных элементов, в которой большее из двух согласующих сопротивлений (R_2) подключается параллельно емкости [95]. Для нулевой частоты (постоянный ток) эквивалентная схема СФ изображена на рис. 3.20, б. Коэффициент передачи такой цепи

$$L_p(0) = 10 \lg (P_2/P_0) = 10 \lg \frac{4r}{(1+r)^2}, \quad (3.18)$$

где P_0 — полная мощность в согласованном нагрузочном сопротивлении (при условии $R_0 =$

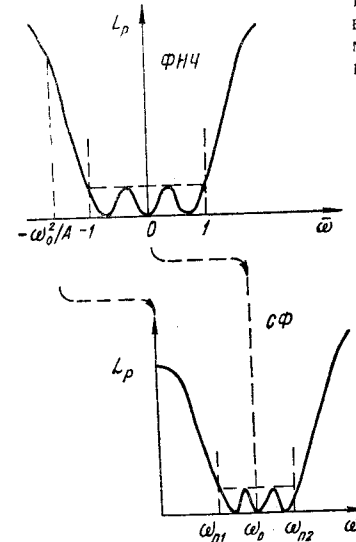


Рис. 3.19. График преобразования характеристики ФНЧ прототипа в характеристику согласующего фильтра

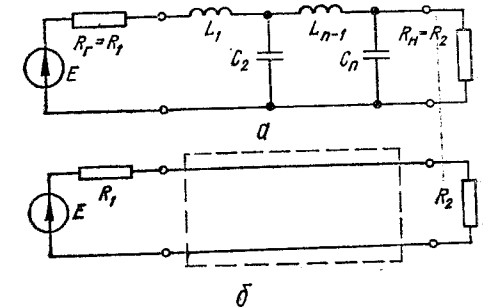


Рис. 3.20. Схема-прототип согласующего ФНЧ (а) и его эквивалентная схема на нулевой частоте (б)

$= R_1 = R_r$; P_2 — полная мощность в заданном нагрузочном сопротивлении R_2 , подключенном через СФ; $r = R_2/R_1$.

С другой стороны, коэффициент передачи определяется выражением (3.7), и для чебышевской аппроксимации его параметр неравномерности АЧХ $h = \sqrt{10^{0.1L_n} - 1}$, где L_n — неравномерность АЧХ, дБ. Приравняем коэффициенты передачи от $\bar{\omega}$ выражений (3.9) и (3.18) при $\omega = 0$

$$\frac{r-1}{h^2 \sqrt{r}} = |\cos [n_1 \operatorname{arccos} (-\omega_0^2/A)]| = \operatorname{ch} [n_1 \operatorname{Arch} (\omega_0^2/A)] = C_1, \quad (3.19)$$

где C_1 — обозначение гиперболического косинуса, так как $(\omega_0^2/A) > 1$ при $\omega_{n1}^2 > 0$.

Из формулы (3.19) с учетом выражений (3.11) и (3.17) находим

$$n_1 = \frac{\operatorname{Arch} C_1}{\operatorname{Arch} (\omega^2/A)} = \frac{\ln (C_1 + \sqrt{C_1^2 - 1})}{\ln [(\omega_{n2} + \omega_{n1})/(\omega_{n2} - \omega_{n1})]}. \quad (3.20)$$

Оказывается, увеличение порядка n приводит к уменьшению неравномерности L_n и h . Так, если обозначить $(r-1)/2 \sqrt{r} = K$, то выражение (3.19) можно записать в виде $C_1 = K/h$, а замена n_1 на $n_2 > n_1$ приведет к увеличению C_1 и при

заданном K — к увеличению h и L_n . Далее по выбранному n_2 стандартным образом вычисляются C_2 , h_2 , L_n .

Рассмотрим частотное преобразование полюсов операторной передаточной функции прототипа в полюсы передаточной функции СФ. Для этого преобразование (3.17) перенесем в операторной форме

$$p = \sqrt{1/s^2 - \omega_0^2},$$

представляющей переход от $s = \sigma + j\omega$ к $p = \sigma' + j\omega'$. Это преобразование удваивает степень полинома знаменателя передаточной функции прототипа и, следовательно, количество полюсов. Пересчитывают только полюсы функции $F(s)$, а полюсы $F(-s)$ получают как комплексно-сопряженные пересчитанных полюсов $F(s)$. Пусть k -й полюс передаточной функции прототипа $s_k = -\sigma_k + j\omega_k$, где $\sigma_k > 0$, а ω_k — имеет любой знак. Алгоритм получения полюсов передаточной функции СФ p_k следующий [95; 113].

Определяем модуль k -го полюса

$$M_k = \frac{1}{2} \sqrt{(A\bar{\omega}_k)^2 + (A\bar{\omega}_k + \omega_0^2)^2}, \quad (3.21)$$

где значение $\bar{\omega}_k$ взято со своим знаком.

Находим аргумент ρ_k (угол меньше 45°)

$$\Theta_k = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{A\bar{\omega}_k}{|A\bar{\omega}_k + \omega_0^2|}. \quad (3.22)$$

Записываем выражения для k -го и $(2n+1-k)$ -го полюсов СФ $p_{k,2n+1-k} = -\sigma_k \pm j\omega_k$ и вычисляем σ_k и ω_k при $(A\bar{\omega}_k + \omega_0^2) > 0$

$$\sigma_k = M_k \sin \Theta_k; \quad \omega_k = M_k \cos \Theta_k, \quad (3.23)$$

при $(A\bar{\omega}_k + \omega_0^2) < 0$

$$\sigma_k = M_k \cos \Theta_k; \quad \omega_k = M_k \sin \Theta_k. \quad (3.24)$$

3.4. РАСЧЕТ СХЕМ ФИЛЬТРОВ ПО ТАБЛИЦАМ

Для облегчения и ускорения проектирования фильтров можно пользоваться расчетными таблицами. В справочнике [2] имеются таблицы для расчета g -параметров фильтров Чебышева и Баттерворса 1...10 порядков с неравномерностью от 0,1 до 3 дБ и различным соотношением нагрузочных сопротивлений прототипа, а также фильтров Золотарева 5...11 порядков с коэффициентом отражения 0,2. Там же приведены коэффициенты полиномов при аппроксимации по Баттерворсу и Чебышеву и значения нулей. Диссипативные потери не учитываются.

Таблицы для расчета полиномиальных фильтров с Чебышевской и максимально плоской характеристиками даны в книге [114]. Порядок полиномов 2...8, неравномерность в полосе пропускания 0,01...0,2 Нп (0,1...1,75 дБ), по методу предсказанной учтены диссипативные потери. Таблицы значений элементов прототипов с баттерворсовскими, чебышевскими, золотаревиными, бesselевскими и линейно-фазовыми характеристиками для коэффициентов отражения от 0,01 до 0,5 (от 1 до 50 %), а также графики, показывающие изменение затухания в области между граничными частотами полос пропускания и заграждения, приведены в работе [129]. В таблицах справочника [125] указаны чебышевские фильтры-прототипы 2...20 порядков с неравномерностью затухания от 0,01 до 3 дБ и значениями элементов без потерь.

Значения элементов ФНЧ, рассчитанные без потерь, с аппроксимацией по Баттерворсу и Чебышеву для числа резонаторов от 1 до 15 и неравномерностью затухания в полосе пропускания 0,01...3 дБ приведены в работе [79]. Имеется каталог ФНЧ Золотарева [41], содержащий данные об реактивных элементах без потерь. Протабулированы фильтры с количеством резонаторов от 4 до 99 и коэффициентом отражения от 0,01 до 0,5 (от 1 до 50 %). Для четных n приведены варианты равных и неравных внешних нагрузок. Значения элементов (5—9)-контурных лестничных фильтров с характеристиками Золотарева без учета и с учетом

однородных потерь содержатся в таблицах справочника [102] при неравномерности затухания от 0,05 до 0,03 Нп (0,04...0,25 дБ) и с диссипативными потерями от 0,12 до 1,12 нП (1...10 дБ) в полосе пропускания.

Таблицы нулей и полюсов аппроксимирующих полиномов Баттерворса и Чебышева, а также дроби Золотарева с точностью до десятого знака опубликованы в книге [132]. При реактансной реализации приведенным функциям соответствует коэффициент отражения в полосе пропускания от 5 до 50 % (0,05...0,5).

Для расчета фильтра по требуемому КСВН имеется табл. 14 соответствия коэффициента отражения (Γ), КСВН (K_{CT}) и неравномерности затухания в полосе пропускания фильтра, рассчитанных по формулам

$$L_n = -10 \lg(1 - |\Gamma|^2); \quad \Gamma = (K_{CT} - 1)/(K_{CT} + 1).$$

Рассмотрим примеры расчета схем фильтров с помощью таблиц.

Таблица 14

Γ	K_{CT}	L_n , дБ	Γ	K_{CT}	L_n , дБ	Γ	K_{CT}	L_n , дБ
0,01	1,020	0,00044	0,15	1,353	0,099	0,386	2,26	0,7
0,02	1,041	0,0017	0,20	1,500	0,177	0,41	2,4	0,8
0,03	1,062	0,0039	0,25	1,667	0,28	0,45	2,64	1,0
0,04	1,083	0,007	0,30	1,85	0,4	0,50	3,0	1,25
0,05	1,105	0,011	0,33	2,00	0,5	0,54	3,35	1,5
0,08	1,174	0,028	0,36	2,125	0,6	0,61	4,1	2,0
0,10	1,222	0,044				0,71	5,9	3,0

Пример 9. Требуется согласовать сопротивления $R_1 = 50$ Ом и $R_2 = 450$ Ом в полосе $f_{п1} = 2$ ГГц; $f_{п2} = 3$ ГГц с $K_{CT} = 1,5$.

Изменяем масштаб частоты с целью приведения $f_{п2}$ к величине 1 рад/с

$$\omega_{п1} = f_{п1}/f_{п2} = 2/3 = 0,666; \quad \omega_{п2} = f_{п2}/f_{п2} = 3/3 = 1.$$

Определяем параметры ω_0^2 , A , r , K , h , c_1 , n_1 по формулам (3.17) — (3.20)

$$\omega_0^2 = (\omega_{п1}^2 + \omega_{п2}^2)/2 = (0,666^2 + 1^2)/2 = 0,722;$$

$$A = (\omega_{п2}^2 - \omega_{п1}^2)/2 = (1^2 - 0,666^2)/2 = 0,278; \quad r = R_2/R_1 = 450/50 = 9;$$

$$K = (r - 1)/2\sqrt{r} = (9 - 1)/2\sqrt{9} = 8/6 = 1,333.$$

Величине $K_{CT} = 1,5$ (из табл. 14) соответствует $L_n = 0,177$ дБ

$$h_1 = \sqrt{10^{0,177} - 1} = \sqrt{10^{0,177} - 1} = 0,201;$$

$$c_1 = K/h_1 = 1,333/0,201 = 6,64;$$

$$n_1 = \ln(6,64 + \sqrt{6,64^2 - 1})/\ln[(1 + 0,666)/(1 - 0,666)] = 1,6.$$

Округляем вычисленное значение n_1 до большего целого числа ($n_2 = 2$), тогда согласно формуле (3.20)

$$c_2 = \operatorname{ch}[n_2 \ln(\omega_{п2} + \omega_{п1})/(\omega_{п2} - \omega_{п1})] = \operatorname{ch}[2 \ln 5] = 12,5;$$

$$h_2 = K/c_2 = 1,333/12,5 = 0,107.$$

Для значений $n_2 = 2$ и $h_2 = 0,107$ по формулам (3.12) рассчитываем полюсы передаточной функции прототипа. Для определения полюсов можно воспользоваться также таблицами в работах [2; 132]

$$\alpha = \frac{1}{2} \operatorname{Arch}(1/0,107) \approx 1,465; \quad \bar{\sigma} = \operatorname{sh} 1,465 \sin \pi/4 = 1,444;$$

$$\bar{\omega} = \operatorname{ch} 1,465 \cos \pi/4 = 1,668; \quad s_{1,2} = -\bar{\sigma} \pm j\bar{\omega} = -1,444 \pm j1,608.$$

Следует заметить, что полюсы необходимо определять с большой точностью (6-го порядка и более значащих цифр) особенно для больших порядков функций (n). Для $n = 2$ достаточно четырех значащих цифр. Точность определения n и k не существенна.

По выражениям (3.21) — (3.24) пересчитаем полюсы передаточной функции СФ, которых в два раза больше, чем у прототипа. Сначала пересчитаем первый полюс (s_1) в полюса СФ ($p_{1,4}$)

$$M_1 = \sqrt[4]{(0,278 \cdot 1,444)^2 + (0,278 \cdot 1,608 + 0,722)^2} \approx 1,115;$$

$$\Theta_1 = \frac{1}{2} \arctg [0,278 \cdot 1,444 / (0,278 \cdot 1,608 + 0,722)] \approx 9,48^\circ;$$

$$\sigma_{1,4} = M_1 \sin \Theta_1 = 1,115 \sin 9,48^\circ \approx 0,1835;$$

$$\omega_{1,4} = M_1 \cos \Theta_1 = 1,115 \cos 9,48^\circ \approx 1,0998;$$

$$p_{1,4} = -0,1835 \pm j \cdot 1,0998.$$

Пересчет второго полюса аналогичен, только у него мнимая часть отрицательная $s_2 = -1,444 - j \cdot 1,608$ и поэтому второе слагаемое подкоренного выражения для $M_2 < M_1$, но больше нуля

$$M_2 = 0,698; \quad \Theta_2 = 278^\circ; \quad \sigma_{2,3} = M_2 \sin \Theta_2 \approx 0,3255;$$

$$\omega_{2,3} = M_2 \cos \Theta_2 \approx 0,6175; \quad p_{2,3} = -0,3255 \pm j \cdot 0,6175.$$

По полученным полюсам методом ускоренного синтеза [94] построим эквивалентную схему СФ. Для этого пронумеруем полюсы в порядке убывания мнимых частей с учетом знака (в нашем случае нумерация уже есть). Далее составляем произведение двучленов ($p - p_k$), соответствующих всем полюсам с нечетным k (или четным k), и представляем их в виде $A(p) \pm jB(p)$, где $A(p)$ и $B(p)$ — многочлены переменного p , имеющие вещественные положительные коэффициенты. Записываем функцию входного сопротивления правой половины нагруженного СФ

$$Z_{вх}(p) = A(p)/B(p).$$

Для некоторых полиномов (при $n = 3 + 4m$, где $m = 1, 2, 3, \dots$) нечетного порядка $\prod_{k=1}^{(n+1)/2} (p - p_{2k-1})$ будет действительным многочленом, а $Z_{вх}(p)$ определяется цепной дробью отношения суммы членов при четных степенях p к сумме членов при нечетных степенях p .

Разлагая $Z_{вх}(p)$ в цепную дробь, получаем схему правой половины СФ. Левая часть эквивалентной схемы СФ составляется дуально по отношению к правой, при этом сопротивление переходит в проводимость и наоборот. Вычислим $Z_{вх}(p)$

$$(p - p_1)(p - p_3) = [p - (-0,1835 + j1,0998)] [p - (-0,3255 - j0,6175)] = \\ = A(p) - jB(p); \quad Z_{вх}(p) = A(p)/B(p) = 2,075p + 1/(0,665p + 1/3,01).$$

Цепная дробь $Z_{вх}(p)$ соответствует правой половине схемы СФ на рис. 3.21, левая часть является дуальной, в том числе и сопротивление генератора R_p . Из цепной дроби находим

$$R_{п1} = R_p = 0,332; \quad L_1 = 0,665; \quad C_2 = 2,075; \quad L_3 = 2,075;$$

$$C_4 = 0,665; \quad R_{п2} = 3,01,$$

g -параметры рассчитывают при умножении элементов на $R_{п2}$.

Исходные значения частот и нагрузочных сопротивлений получают умножением нормированных значений на n_ω и n_R соответственно

$$n_\omega = 2\pi f_{п2} / \omega_{п2} = 2\pi 3 \cdot 10^9 = 19,2 \cdot 10^9, \text{ Гц};$$

$$n_R = \sqrt{R_1 R_2} / \sqrt{R_{п1} R_{п2}} = \sqrt{50 \cdot 450} / \sqrt{0,332 \cdot 3,01} = 150, \text{ Ом},$$

где $R_{п1}$ и $R_{п2}$ — нормированные нагрузки схемы СФ (рис. 3.21),

Пример 10. Требуется рассчитать ППФ Чебышева с учетом потерь на поглощение $R_r = R_n = 50 \text{ Ом}$; $f_{п1} = 2,85 \text{ ГГц}$; $f_{п2} = 3,15 \text{ ГГц}$, $K_{ст} < 1,7$; $L_3 = 20 \text{ дБ}$; $|j_1 - j_n| = 0,15 \text{ ГГц}$, собственная добротность любого резонатора (например, для МЛП) $Q = 100$.

Пронормируем частоты по формуле для ППФ $\Omega = \frac{f^2 - f_{п1} f_{п2}}{f(f_{п2} - f_{п1})}$, получаем

$$\Omega_{п1} = -1; \quad \Omega_{п2} = 1; \quad |\Omega_3| = \left| \frac{2,7^2 - 2,85 \cdot 3,15}{2,7(3,15 - 2,85)} \right| \approx 2,1.$$

Из табл. 14 следует, что КСВН = 1,7 соответствует неравномерность в полосе пропускания $L_n \geq 0,28 \text{ дБ}$, а коэффициент отражения $\Gamma \approx 0,25$ (25%). По значениям $L_{пр} = 0,28 \text{ дБ}$; $L_3 = 20 \text{ дБ}$ и $\Omega_3 = 2,1$, используя номограмму на

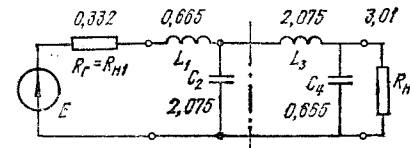


Рис. 3.21. Эквивалентная схема рассчитанного согласующего фильтра

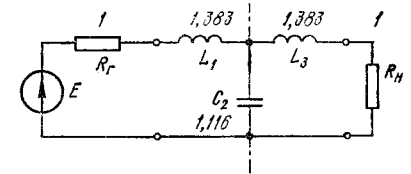


Рис. 3.22. Схема рассчитанного ППФ Чебышева с учетом диссипативных потерь

рис. 3.4, определяем $n = 3$. Из таблиц работы [132] (с. 59, ТОЗ) для фильтров Чебышева по $n = 3$ и $|\rho| = \Gamma = 25\%$ находим полюсы $p_i = a_i \pm jb_i$ и нумеруем их в порядке убывания мнимой составляющей b_i : $p_{1,3} = -0,37167 \pm \pm j1,07908$; $p_2 = -0,74334$. Диссипативные! потери учитываем введением параметра рассеяния d в корни функции аппроксимации, сдвигая их вправо в комплексной плоскости. Пересчитываем корни с учетом $d = 1/Q = 0,01$

$$p'_{1,3} = -0,36167 \pm j1,07908; \quad p'_2 = -0,74334 + 0,01 = -0,73334.$$

Составляем цепную дробь $Z_{вх}(p)$

$$(p - p_1)(p - p_3) = [p - (-0,36167 + j1,07908)] [p - (-0,36167 - j1,07908)] = \\ = p^2 + 0,72334p + 1,29526; \quad Z_{вх}(p) = 1,383p + 1/0,558p.$$

Получили половину схемы фильтра, вторая половина полностью симметрична, при этом две параллельные емкости, равные 0,588, в полной схеме следует заменить одной $C_2 = 2 \cdot 0,558 = 1,116$.

Схема с рассчитанными элементами $R_r = R_n = 1$; $L_1 = 1,383$; $C_2 = 1,116$; $L_3 = 1,383$ изображена на рис. 3.22. Денормировка элементов проводится умножением величин элементов на $n_R = \sqrt{50^2 / \sqrt{1 \cdot 1}} = 50$.

3.5. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ТОПОЛОГИИ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Элементы ППФ рассчитывают в следующей последовательности. Пересчитываем частоты ППФ в частоты ФНЧ

$$\omega = \frac{2}{\Delta f} (f - f_0) / f_0; \quad (3.25)$$

$$\Delta f = (f_{п2} - f_{п1}) / f_0; \quad f_0 = (f_{п2} + f_{п1}) / 2. \quad (3.26)$$

Рассчитываем количество реактивных элементов ФНЧ по формулам (3.10) или (3.11).

Вычисляем g -параметры по формулам (3.15), (3.16).

Для каждого фильтра (рис. 3.7—3.10) определяем волновые проводимости или сопротивления звеньев (отрезков линий).

Фильтр с короткозамкнутыми резонаторами (см. рис. 3.7, а). Для начального и окончательного звеньев при $k = 0$ и $k = n$ вычисляем проводимости

$$\left. \begin{aligned} (y_1^-)_{k,k+1} &= y_A (J_{k,k+1} \sqrt{h_y/y_A} + 1); \\ (y_2^-)_{k,k+1} &= (y_2^+)_{k,k+1} + (y_1^-)_{k,k+1} - (y_1^+)_{k,k+1}; \\ (y_1^+)_{k,k+1} &= 2y_A - (y_1^-)_{k,k+1}; \\ (y_2^+)_{k,k+1} &= (y_1^+)_{k,k+1} + h_y y_A [(tg \Theta_1)/2 + (J_{k,k+1}/y_A)^2] - y_A, \end{aligned} \right\} (3.27)$$

где $J_{k,k+1}/y_A = 1/\sqrt{g_k g_{k+1}}$; $\Theta_1 = (\pi/2)(1 - \Delta^2/2)$; y_A — нормированные проводимости входной и выходной линий фильтра; h_y — безмасштабный множитель

$$h_y = [(tg \Theta_1)/2 + (J_{01}/y_A)^2]^{-1}. \quad (3.28)$$

Проводимости внутренних звеньев фильтра при $k = 1, 2, \dots, n-1$

$$\left. \begin{aligned} (y^-)_{k,k+1} &= h_y y_A (N_{k,k+1} + J_{k,k+1}/y_A); \\ (y^+)_{k,k+1} &= h_y y_A (N_{k,k+1} - J_{k,k+1}/y_A), \end{aligned} \right\} (3.29)$$

где

$$\begin{aligned} J_{k,k+1}/y_A &= 1/\sqrt{g_k g_{k+1}}; \\ N_{k,k+1} &= \sqrt{1/(g_k g_{k+1}) + (tg^2 \Theta_1)/4}. \end{aligned}$$

Фильтр с парами короткозамкнутых четвертьволновых шлейфов (рис. 3.9, а). Волновые проводимости параллельных шлейфов

$$\left. \begin{aligned} y_1/2 &= y_A (1-d) g_1 tg \Theta_1 + y_A (N_{12} - J_{12}/y_A); \\ y_k/2 &= y_A (N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - J_{k-1,k}/y_A - \\ &\quad - J_{k,k+1}/y_A), \quad k = 2, 3, \dots, n-1; \\ y_n/2 &= y_A (g_n g_{n+1} - d g_1) tg \Theta_1 + y_A (N_{n-1,n} - J_{n-1,n}/y_A), \end{aligned} \right\} (3.30)$$

где

$$\begin{aligned} J_{k-1,k}/y_A &= \sqrt{C_a g_{n+1}/g_{n-1}}; \\ N_{k,k+1} &= \sqrt{(J_{k,k+1}/y_A)^2 + (C_a tg \Theta_1/2)^2}; \\ J_{k,k+1}/y_A &= C_a / \sqrt{g_k g_{k+1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n-2; \quad C_a = 2d g_1; \end{aligned}$$

d — безразмерная постоянная, близкая к единице.

Волновые проводимости соединительных линий

$$y_{k,k+1} = y_A (J_{k,k+1}/y_A), \quad k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (3.31)$$

Фильтр с парами разомкнутых последовательно включенных шлейфов; (рис. 3.9, б). Расчет ведется по формулам (3.30) и (3.31) при замене $y_A/2 \rightarrow 2z_A$, $y_k/2 \rightarrow 2z_k$; $y_{k,k+1} \rightarrow z_{k,k+1}$. В фильтрах (рис. 3.9) длины шлейфов и соединительных линий между шлейфами выбирают равными $\lambda/4$.

Встречно-стержневой фильтр с короткозамкнутыми входным и выходным резонаторами (рис. 3.10, а). Собственные и взаимные проводимости связанных линий

$$\left. \begin{aligned} y_0 &= 2y_A - M_1; \\ y_1 &= y_A - M_1 + h_y y_A [tg \Theta_1/2 + J_{01}/y_A + N_{12} - J_{12}/y_A]; \\ y_k &= h_y y_A (N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - J_{k-1,k}/y_A - J_{k,k+1}/y_A), \\ k &= 2, 3, \dots, n-1; \end{aligned} \right\} (3.32)$$

$$\left. \begin{aligned} y_n &= y_A - M_n + h_y y_A [tg \Theta_1/2 + (J_{n,n+1}/y_A)^2 + N_{n-1,n} - J_{n-1,n}/y_A]; \\ y_{n+1} &= 2y_A - M_n; \quad y_0 = M_1 - y_A; \quad y_{k,k+1} = y_A h_y J_{k,k+1}/y_A; \\ y_{n,n+1} &= M_n - y_A. \end{aligned} \right\}$$

где

$$\Theta_1 = \pi(1 - \Delta^2/2);$$

$$J_{k,k+1}/y_A = 1/\sqrt{g_k g_{k+1}}, \quad k = 0, 1, \dots, n;$$

$$N_{k,k+1} = \sqrt{1/(g_k g_{k+1}) + (tg^2 \Theta_1)/4};$$

$$y_1 = y_A (J_{01}/y_A \sqrt{h_y} + 1);$$

$$M_n = y_A (J_{1,n+1}/y_A \sqrt{h_y} + 1);$$

$$h_y = \{y_c^2 \{y_A (N_{k-1,k} - N_{k,k+1} - J_{k-1,k}/y_A - J_{k,k+1}/y_A) [y_A (N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - J_{k-1,k}/y_A - J_{k,k+1}/y_A) + 2y_A J_{k,k+1}/y_A + 2y_A J_{k-1,k}/y_A]\}^{-1}\}^{0.5};$$

y_c — проводимость внутренних звеньев.

Проводимости четного и нечетного типов возбуждений системы связанных линий для определения ширины полосок

$$y_0^+ = y_A; \quad y^- = y_0 + 2y_{01}; \quad y_i^+ = y_i, \quad i = 1, 2, \dots, n;$$

$$y_i^- = y_i + y_{i-1,i} + 2y_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, n;$$

$$y_{n+1}^+ = y_{n+1}; \quad y_{n+1}^- = y_{n+1} + 2y_{n,n+1}. \quad (3.33)$$

Проводимости четного и нечетного типов возбуждений пар связанных линий для определения зазоров между полосками

$$y_0^+ = y_0; \quad y_0^- = y_0 + 2y_{01}; \quad y_i^+ = y_i, \quad i = 1, 2, \dots, h; \quad (3.34)$$

$$y_i^- = y_i + \begin{cases} 2y_{i-1,i} & \text{для расчета зазора между } i-1 \text{ и } i\text{-й линиями;} \\ 2y_{i,i+1} & \text{для расчета зазора между } i \text{ и } i+1\text{-й линиями;} \end{cases}$$

$$y_{n+1}^+ = y_{n+1}; \quad y_{n+1}^- = y_{n+1} + 2y_{n,n+1}.$$

Ширину и зазоры между линиями можно рассчитать с помощью формул (1.39) — (1.49). Поскольку по формулам (3.34) получаются два значения для каждого звена, то в качестве окончательного принимают среднее значение. В приведенных выше выражениях проводимость y_A подключена ко входу и выходу фильтра и имеет размерность [См]. Проводимости y_i имеют такую же размерность. Длина резонаторов (линий) фильтра равна $\lambda_0/4$ на средней частоте рабочего диапазона.

Встречно-стержневой фильтр с разомкнутыми входным и выходным резонаторами (рис. 3.10, б). Собственные и взаимные проводимости связанных линий

$$y_1 = y_A (1 - \sqrt{h_y})/(z_1/z_A); \quad y_2 = y_A h_y (y_2/y_A) - \sqrt{h_y} y_1;$$

$$y_k = y_A h_y (y_k/y_A), \quad k = 3, 4, \dots, n-2; \quad y_{n-1} = y_A h_y (y_{n-1}/y_A) -$$

$$- \sqrt{h_y} y_n; \quad y_n = y_A (1 - \sqrt{h_y})/(z_n/z_A); \quad y_{12} = y_A \sqrt{h_y}/(z_1/z_A);$$

$$y_{k,k+1} = y_A h_y (J_{k,k+1}/y_A); \quad y_{n-1,n} = y_A \sqrt{h_y}/(z_n/z_A),$$

где

$$J_{k,k+1}/y_A = g_2/(g_0 \sqrt{g_k g_{k+1}}), \quad k = 2, 3, \dots, n-2$$

$$J_{n-2,n-1}/y_A = \sqrt{g_2 g_0/(g_{n-1} g_{n-2} g_0)};$$

$$N_{k,k+1} = \sqrt{(J_{k,k+1}/y_A)^2 + [g_2 (tg \Theta_1/2 + 2g_0)]^2}, \quad k = 2, 3, \dots, n-2;$$

$$y_0'/y_A = g_2 \operatorname{tg} \Theta_1 / (2g_0) + N_{23} - J_{23}/y_A;$$

$$y_k'/y_A = N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - J_{k-1,k}/y_A - J_{k,k+1}/y_A, \quad k = 3, 4, \dots, n-2;$$

$$y_{n-1}'/y_A = (2g_0g_{n-1} - g_2g_{n+1}) \operatorname{tg} \Theta_1 / [2g_0g_{n+1}] +$$

$$+ N_{n-2,n-1} - J_{n-2,n-1}/y_A;$$

$$z_1/z_A = g_0g_1 \operatorname{tg} \Theta_1; \quad z_n/z_A = g_n g_{n+1} \operatorname{tg} \Theta_1;$$

$$\Theta_1 = \pi (1 - \Delta f/2)/2;$$

$$h_y = \{y_c^2 \{y_A (y_k'/y_A) [y_A (y_k'/y_A) + 2y_A (J_{k,k+1}/y_A) + 2y_A (J_{k-1,k}/y_A)]\}^{-1}\}^{0,5}.$$

Проводимости для четного и нечетного типов возбуждений рассчитывают по формулам (3.33). Аналогичным образом определяют ширину и зазоры между линиями.

Гребенчатый фильтр (рис. 3.11, а). Собственные и взаимные проводимости линий и сосредоточенные емкости

$$y_0 = y_A (1 - \sqrt{G_1/y_A});$$

$$y_1 = y_A [(y_{a1}/y_A) - 1 + G_1/y_A - (J_{12}/y_A) \operatorname{tg} \Theta_0] + y_0;$$

$$y_k = y_A [(y_{ak}/y_A) - (J_{k-1,k}/y_A) \operatorname{tg} \Theta_0 - (J_{k,k+1}/y_A) \operatorname{tg} \Theta_0],$$

$$k = 2, 3, \dots, n-1;$$

$$y_n = y_A [(y_{an}/y_A) - 1 + G_n/y_A - (J_{n-1,n}/y_A) \operatorname{tg} \Theta_0] + y_{n+1};$$

$$y_{n+1} = y_A (1 - \sqrt{G_n/y_A});$$

$$y_{01} = y_A - y_0;$$

$$y_{k,k+1} = y_A (J_{k,k+1}/y_A) \operatorname{tg} \Theta_0, \quad k = 1, 2, \dots, n-1;$$

$$y_{n,n+1} = y_A - y_{n+1};$$

$$C_k^s = y_A (y_{ak}/y_A) \operatorname{ctg} \Theta_0 / \omega_0, \quad k = 1, 2, \dots, n-1, \quad (3.36)$$

где

$$b_k/y_A = (y_{ak}/y_A) (\operatorname{ctg} \Theta_0 + \Theta_0 / \sin^2 \Theta_0) / 2;$$

$$G_1/y_A = \Delta f (b_1/y_A) / (g_0 g_1);$$

$$G_n/y_A = \Delta f (b_n/y_A) / (g_n g_{n+1});$$

$$J_{k,k+1}/y_A = \Delta f [(b_k/y_A) (b_{k+1}/y_A) / (g_k g_{k+1})]^{0,5}; \quad k = 1, 2, \dots, n-1;$$

$$\Delta f = (f_2 - f_1)/f_0; \quad \omega_0 = 2\pi (f_2 + f_1)/2;$$

b_k/y_A выбирают в зависимости от величины проводимости y_{ak} внутренних звеньев фильтров [79].

Проводимости для четного и нечетного типов возбуждений, ширину и зазоры определяют по формулам (3.32) — (3.34) и (1.39) — (1.49). Длина резонаторов равна четверти длины в линии передачи на средней частоте.

Пример 11. Проектирование полосно-пропускающего фильтра. Заданы $f_0 = 1000$; $f_{п1} = 850$; $f_{п2} = 1150$; $f_{з1} = 700$; $f_{з2} = 1300$; $L_{пр} = 0,1$ дБ, входное и выходное сопротивления 50 Ом; $L_3 = 40$ дБ, тип линий МПЛ, $\epsilon_r = 9,6$; $h = 1$ мм.

Определяем по формуле (3.25) ω_3 для ФНЧ, которой соответствует $f_{з2} = 1300$,

$$\omega_3 = \frac{2}{(1150 - 850)/1000} \left(\frac{1300 - 1000}{1000} \right) = 2.$$

Рассчитываем по формуле (3.11) n' , при котором ФНЧ на частоте ω_3 обеспечивает затухание 40 дБ и в полосе пропускания 0,1 дБ

$$n' = \operatorname{Arch} \{ (10^{40/10} - 1) / (10^{0,1/10} - 1) \}^{0,5} / \operatorname{Arch} 2 = 5,44.$$

Выбираем $n = 6$ для чебышевской АЧХ.

По формулам (3.16) рассчитываем g -параметры

$$\beta = \ln \left(\operatorname{cth} \frac{0,1}{17,37} \right) = 5,157; \quad \gamma = \operatorname{sh} \frac{5,157}{2 \cdot 6} = 0,4434; \quad g_0 = 1; \quad g_1 = 1,1691;$$

$$g_2 = 1,40397; \quad g_3 = 2,0562; \quad g_4 = 1,517; \quad g_5 = 1,9029; \quad g_6 = 0,86185; \quad g_7 = 1,3556.$$

Выбираем фильтр (см. рис. 3.7, б) на микрополосной линии.

Таблица 15

№ звена	Ненормированные сопротивления, Ом		Эффективная ширина		Размер сечения		Параметр g
	z^+	z^-	ω^+/h	ω^-/h	ω/h	s/h	
01	77	23	1,6218	8,59	0,802	0,01805	1,000402
12	51,15	24,55	3,0606	7,9433	1,4913	0,0807	1,00804
23	46,85	26,8	3,4627	7,14	1,6487	0,1777	1,0392
34	46,35	27,1	3,525	7,04	1,6713	0,1978	1,04865
45	46,85	26,8	3,4627	7,14	1,6487	0,1777	1,0392
56	51,15	24,55	3,0606	7,9433	1,4913	0,0807	1,00804
67	77	23	1,6218	8,59	0,802	0,01805	1,000402

Рассчитываем по формулам (3.27) — (3.29) сопротивления четного и нечетного типов колебаний при $z_A = 50$; по сопротивлению $z_{k,k+1}^{\pm}$ и формуле (1.46) рассчитываем эффективную ширину звеньев связанных линий, по формулам (1.47) — (1.48) — размеры геометрических сечений звеньев связанных линий. Результаты расчетов приведены в табл. 15. Отметим, что при расчете $z_{k,k+1}^{\pm}$ параметр h_y в формулах (3.27) определяется из соотношения (3.28).



Рис. 3.23. Структурная схема модели фильтра в виде каскадного соединения четырехполосников

Составляем схему для анализа АЧХ спроектированного фильтра в виде каскадного соединения четырехполосников (рис. 3.23).

Определяем нормированные матрицы четырехполосников (рис. 3.23)

$$[z]_{i=2,4,5,6,7,8,10} = \begin{bmatrix} -j \frac{z_i^+ + z_i^-}{2} \operatorname{ctg} \Theta & -j \frac{z_i^+ - z_i^-}{2 \sin \Theta} \\ -j \frac{z_i^+ - z_i^-}{2 \sin \Theta} & -j \frac{z_i^+ + z_i^-}{2} \operatorname{ctg} \Theta \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{z_i^+ z_i^-}};$$

$$[S]_{i=1,2,3,9,11} = \begin{bmatrix} R_i - 1 & 2\sqrt{R_i} \\ 2\sqrt{P_i} & -(R_i - 1) \end{bmatrix} \frac{1}{R_i + 1},$$

где $R_i = z_A / \sqrt{z_i^+ z_i^-}$; $R_3 = \sqrt{(z_1^+ z_1^-) / (z_2^+ z_2^-)}$; $R_9 = 1/R_3$; $R_{11} = 1/R_1$.

Рассчитываем АФЧХ.

Пример 12. Проектирование встречно-стержневого фильтра типа 4 (рис. 3.10, а). Заданы $f_0 = 1000$; $f_{n1} = 730$; $f_{n2} = 1220$; $f_{s1} = 770$; $f_{s2} = 1330$; входное и выходное сопротивления линий фильтра 50 Ом; $L_{np} = 0,2$ дБ, $L_s = 30$ дБ; тип линии МПЛ, параметры подложки $\epsilon_r = 10$, $h = 1$ мм.

По формуле (3.25) рассчитываем $\omega_s = 1,5$; $\Delta f = 0,44$. По формуле (3.11) находим минимальное число элементов ФНЧ, при котором на частоте $\omega_s = 1,5$ обеспечивается затухание $L_s = 30$ дБ (характеристика чебышевская) $n' = 6,01$. Учитывая, что микроневолновые резонаторы имеют низкую добротность, выбираем $n = 10$.

По выражениям (3.16) определяем $g_0 = 1$; $g_1 = 1,3901$; $g_2 = 1,3983$; $g_3 = 2,3181$; $g_4 = 1,5417$; $g_5 = 2,3904$; $g_6 = 1,5536$; $g_7 = 2,372$; $g_8 = 1,5066$; $g_9 = 2,1514$; $g_{10} = 0,9034$; $g_{11} = 1,5386$.

Таблица 16

k	$y_k^+ \times 10^2$ (z_k^+)	$y_k^- \times 10^2$ (z_k^-)	ω_k^+ / h	ω_k^- / h	ω_k / h	g
0	0,97771 (102,279)	3,0223 (33,0872)	0,9129	5,3535	0,424	1,005665
1	1,2002 (83,318)	4,2862 (23,33)	1,3638	8,2469	0,6731	1,0003893
2	1,2811 (78,0598)	3,1295 (31,9538)	1,532	5,5963	0,7139	1,014915
3	1,3617 (73,4386)	2,937 (34,0479)	1,7012	5,1608	0,7731	1,03485
4	1,3776 (72,5869)	2,90286 (34,4488)	1,7349	5,0837	0,7843	1,0407
5	1,3824 (72,3391)	2,8931 (34,565)	1,7449	5,0616	0,7874	1,042638

По формулам (3.32) рассчитываем y_k ($k = 0 \dots 11$): $y_{k,k+1}$ ($k = 0 \dots 10$). При этом выбираем $h_y = 0,3532$, что соответствует $y_c = 0,02$ См для $k = 5$.

Вычисляем проводимость МПЛ для четного и нечетного типов возбуждений по формулам (3.33) — (3.34). Их значения приведены в табл. 16. В этой же таблице даны значения $(\omega_i/h)^\pm$, рассчитанные по формулам (1.46), ширина полоска, полученная по формулам (1.47) и (1.48), и параметр g , при котором удовлетворяется решение уравнения (1.47).

Зазоры между линиями определяем через проводимости, рассчитанные по формулам (3.34). Вычисляем эффективную ширину полоска для четного и нечетного типов возбуждений по выражениям (1.46) и затем по формулам (1.47), (1.48) — зазоры. Для данного фильтра зазор между полосками (например, с номерами 4 и 5) рассчитываем следующим образом:

$$y_4^+ = 1,3776 \cdot 10^{-2};$$

$$y_4^- = y_4^+ + 2y_{45} = 2,1344 \cdot 10^{-2}; \quad z_4^+ = 1/y_4^+ = 72,5869;$$

$$z_4^- = 1/y_4^- = 46,85; \quad y_5^+ = 1,3824 \cdot 10^{-2}; \quad y_5^- = y_5^+ + 2y_{45} = 2,1392 \cdot 10^{-2};$$

$$z_5^+ = 1/y_5^+ = 72,3391; \quad z_5^- = 1/y_5^- = 46,7464.$$

По формуле (1.46) определяем $\omega_4^+/h = 1,7349$; $\omega_4^-/h = 3,375$; $\omega_5^+/h = 1,7449$; $\omega_5^-/h = 3,3806$, а по формулам (1.47), (1.48) рассчитываем зазоры

$$s_{45}/h = 0,5663 \text{ при } \omega_4^+/h, \omega_4^-/h, g = 1,42276;$$

$$s_{45}^*/h = 0,5674 \text{ при } \omega_5^+/h, \omega_5^-/h, g = 1,421226;$$

$$s_{45}/h = \frac{s_{45}^*/h + s_{45}^*/h}{2} = 0,567.$$

Остальные зазоры, рассчитанные аналогичным образом,

$$s_{01}/h = s_{10,11}/h = 0,07375; \quad s_{12}/h = s_{9,10}/h = 0,3454;$$

$$s_{23}/h = s_{8,9}/h = 0,5118; \quad s_{34}/h = s_{7,8}/h = 0,5544;$$

$$s_{45}/h = s_{67}/h = 0,567; \quad s_{56}/h = 0,5701.$$

Электрическая длина резонаторов равна $\Lambda_0/4$. На рис. 3.11, а изображена топология рассчитанного фильтра.

Пример 13. Проектирование встречно-стержневого фильтра типа 4 (см. рис. 3.10, б). Исходные данные для проектирования такие же, как и в предыдущем примере, за исключением Δf , которая равна 0,78. Рассчитанные ширина и зазор между линиями имеют следующие значения:

$$\omega_1/h = \omega_{10}/h = 0,558; \quad \omega_2/h = \omega_9/h = 0,1974,$$

$$\omega_3/h = \omega_8/h = 0,4615; \quad \omega_4/h = \omega_7/h = 0,4792;$$

$$\omega_5/h = \omega_6/h = 0,4845; \quad s_{12}/h = s_{9,10}/h = 0,146;$$

$$s_{23}/h = s_{8,9}/h = 0,111; \quad s_{34}/h = s_{7,8}/h = 0,1572;$$

$$s_{45}/h = s_{67}/h = 0,1621; \quad s_{56}/h = 0,1638.$$

Топология фильтра показана на рис. 3.11, б.

Пример 14. Проектирование гребенчатого фильтра типа 5 (рис. 3.12, а). Исходные данные для проектирования: характеристика чебышевская; уровень потерь в полосе пропускания $L_n = 0,1$ дБ; $\Delta f = 0,1$; электрическая длина резонаторов $\Lambda_0/4$, количество резонаторов $n = 4$, диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r = 9,6$, средняя частота $f_0 = 1000$ МГц.

По формулам (3.16) рассчитываем $g_0 = 1$; $g_1 = 1,1088$; $g_2 = 1,306$; $g_3 = 1,7703$; $g_4 = 0,8180$; $g_5 = 1,3554$.

Задаемся величинами $1/y_A = 50$ Ом, $y_{ak}/y_a = 0,667$ и по формулам (3.35) и (3.36) вычисляем

$$b_k/y_A = 0,87, \quad k = 1 \dots n; \quad G_1/y_A = 0,7848 \cdot 10^{-1};$$

$$G_4/y_A = 0,07848; \quad J_{12}/y_A = J_{34}/y_A = 0,07929; \quad J_{23}/y_A = 0,0572;$$

$$y_0 = y_5 = 0,01439; \quad y_1 = y_4 = 0,00805; \quad y_2 = y_3 = 0,01095;$$

$$y_{01} = y_{54} = 0,0056; \quad y_{12} = y_{34} = 0,001446; \quad y_{23} = 0,001144.$$

По выражениям (3.34) рассчитываем проводимости четного и нечетного типов колебаний для определения ширины полосков и зазоров между полосковыми линиями. Ширины и зазоры, вычисленные по формулам (1.46) — (1.48), имеют следующие значения:

$$\omega_0/h = \omega_5/h = 0,8233; \quad \omega_1/h = \omega_4/h = 0,2492; \quad \omega_2/h = \omega_3/h = 0,359;$$

$$s_{01}/h = s_{45}/h = 0,2612; \quad s_{12}/h = s_{34}/h = 1,0375; \quad s_{23}/h = 1,426.$$

По формулам (3.36) рассчитываем величины сосредоточенных емкостей

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 2,13 \cdot 10^{-13} \text{ Ф.}$$

Топология рассчитанного гребенчатого фильтра изображена на рис. 3.12, б.

Частотные характеристики гребенчатого фильтра можно проанализировать с помощью схемы (рис. 3.23), где четырехполюсник 1 — параллельный короткозамкнутый шлейф длиной Θ с волновой проводимостью y_0 ; 2 — отрезок линии передачи длиной Θ с волновой проводимостью y_0 ; 3 — параллельное соединение проводимости $j\omega C_1$ и входной проводимости параллельного короткозамкнутого шлейфа длиной Θ с волновой проводимостью y_1 ; 5, 7, 9, ... отличаются от четырехполюсника 3 лишь величинами емкостей и волновых проводимостей, которые равны C_2 и y_2 ; C_3 и y_3 ; C_4 и y_4 соответственно; 4, 6, 8, ... — последовательно включенные короткозамкнутые шлейфы с волновыми проводимостями y_{12} , y_{23} , y_{34} соответственно; 10 — четырехполюсник $K - 1$ — отрезок линии передачи длиной Θ с волновой проводимостью $y_{n,n+1}$; четырехполюсник k — параллельный короткозамкнутый шлейф длиной Θ с волновой проводимостью y_{n+1} .

3.6. ФИЛЬТРЫ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ

Фильтры на диэлектрических резонаторах (ФДР), реализуемые в волноводном, коаксиальном и микрополосковом исполнениях, бывают одно- или многозвенными, работают на частотах от сотен мегагерц до 100 ГГц, имеют полосу пропускания от десятых долей до десятков процентов, пропускают с малыми потерями СВЧ мощность до нескольких десятков ватт. В сантиметровом диапазоне волн они имеют по сравнению со всеми другими типами фильтров наименьший габаритный индекс потерь [7; 34].

Принцип работы ППФ основан на использовании чередующейся избирательной связи через диэлектрический (ие) резонатор(ы) линий передачи, не связанных между собой другими способами. Возбуждение ДР (крайних для многозвенных фильтров) осуществляется полем волновода или проводникового возбуждителя (штыря, петли), являющегося продолжением проводника коаксиальной или микрополосковой линии (см. гл. 1.5).

Форма АЧХ ППФ определяется настройкой ДР, величиной связи ДР между собой и крайних ДР с линиями передачи. Резонансы на частотах $f_{0i} = (1,3...1,5) f_0$ ближайших высших типов колебаний ДР ухудшают крутизну АЧХ, обуславливают возникновение паразитных полюсов пропускания.

По характеру электромагнитных процессов в их звеньях можно выделить два основных типа ФДР. Первый тип — это полюсно-пропускающие ФДР с «волноводно-диэлектрическим резонатором», выполненные на отрезках запердельных волноводов с диэлектрическими ($\epsilon = 10...15$) вкладышами, не являющимися резонаторами, рассмотренными в гл. 1.5. Эти ФДР имеют несколько меньшие габаритные размеры и потери, чем обычные фильтры на запердельных волноводах. Методы расчета и особенности конструктивного исполнения таких ФДР достаточно полно изложены в работе [56]. Для микроволновых устройств эти ФДР практически не пригодны.

Второй тип — это полюсно-пропускающие и режекторные ФДР, звеньями которых являются отрезки линий передачи с включенными в них ДР «классической» формы (диск, параллелепипед и т. п.) с $\epsilon = 40...80$. Фильтры второго типа наиболее пригодны для микроволновых устройств СВЧ (их можно реализовывать не только в микрополосковом исполнении, но и в волноводном и коаксиальном). Теория этих ФДР и их конструктивные особенности наиболее полно изложены в работах [7; 34; 48].

На рис. 3.15, б показана конструкция ППФ с ДР в форме параллелепипедов, приклеенных (привинченных диэлектрическим винтом) к подложке и помещенных в экран — запердельный волновод. Фильтр настраивается подтачиванием ДР, небольшим смещением их относительно расчетных положений, приближением к ним неоднородностей.

Наименьшим габаритным индексом потерь обладает ФДР второго типа с дисковым ДР, помещенным в соосный круглый экран (рис. 3.15, а), в которых возбуждается колебание типа H_{011} . Длина ДР составляет $l = 0,5\lambda_w/\sqrt{\epsilon}$, а расстояние между ними $l = 0,25\lambda_w/\sqrt{\epsilon}$. Такие ППФ с потерями несколько десятых децибел в центре полосы пропускания на сантиметровых волнах могут иметь как узкие (менее 1%), так и широкие (до 10%) полосы пропускания. Они удобны в настройке, которая производится изменением связи между звеньями — ДР помещены во втулках с резьбовым соединением [7].

Характерной особенностью широкополосных ФДР (рис. 3.15 и 3.16) является меньшая крутизна высокочастотной ветви АЧХ вследствие уменьшения эффекта запердельности на высоких частотах.

Существуют и другие типы ФДР, не нашедшие пока широкого применения. Рассмотрим три таких фильтра.

1. Фильтры на ДР, имеющих форму дисков (колец) с резонансом бегущих поверхностных волн (тип «вращающейся галереи»). Добротность ДР этих фильтров из материала с $\epsilon = 10$ в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах, где наиболее эффективно их применение, может достигать нескольких десятков тысяч при некотором оптимальном соотношении значений ϵ , размеров ДР и длины волны. Главный недостаток таких ДР — очень густой спектр собственных частот и, следовательно, множество паразитных полюсов пропускания фильтра.

2. ФДР, звеньями которых служат ДР, помещенные в экраны сравнительно больших размеров, имеют улучшенную избирательность, обусловленную извест-

ными свойствами связанных колебательных систем (ДР в полом резонаторе). Определение собственных частот таких систем является сложной электродинамической задачей.

3. Малогабаритные ППФ дециметрового диапазона с полосами пропускания от 1 до 50%, описанные в работе [50]. Звеньями фильтра служат микрополосковые четвертьволновые (запердельные на волне) или полуволновые микрополосковые резонаторы (МПР), каждый из которых изготовлен на отдельной подложке толщиной 1...2 мм из материала с большим ϵ , например ТВЦ-6, и индивидуально настроен подравнением полоски. Методы расчета этих резонаторов отличаются от изложенных в гл. 1.1.

Требуемую АЧХ фильтра, смонтированного на волне (см. рис. 3.17) или в корпусе с коаксиальными выводами, можно получить с помощью МПР относительно рассчитанных положений. После подстройки возбуждение снизу МПР принаивают к основанию. Широкополосные фильтры такого типа реализуются на регулярированных МПР, усложненные — на МПР со скругленным волновым сопротивлением (рис. 3.17, б), имеющих большие добротности к удалению частоты первого высшего паразитного резонанса.

При проектировании таких фильтров учитываются следующие факторы: МПР имеют низкое волновое сопротивление; утолщение подложки приводит к увеличению связи между МПР и полюсы пропускания фильтра; величина связи между МПР слабо зависит от ϵ при ее больших значениях.

Рассмотрим способы улучшения некоторых характеристик ФДР. Потери в полюсе пропускания ППФ можно снизить, применяя ДР из материалов с малым $\text{tg } \delta$, отдаляя от ДР стенки экранов, изготавливая их из хорошо обработанных металлов с высокой проводимостью.

Уменьшить число паразитных полюсов пропускания можно введением неоднородности в ДР, сдвигающих собственные частоты высших видов колебаний в более высокочастотную область, используя разнородные ДР, имеющие одинаковые собственные частоты основного типа колебания и различные — высших, применяя стержневые ДР в коаксиальных с зазором.

Избирательность (крутизна скатов АЧХ) ФДР наряду с увеличением числа однотипных звеньев можно повысить, применяя двухмодовые ДР, подключая дополнительные ДР, дающие всплеск затухания (режекцию) на заданных частотах ската АЧХ; используя связи данного резонатора не только с соседними, но и другими (АЧХ эллиптического типа); устанавливая в волновод ДР, связанные через один с поперечной и продольной составляющими поля волновода (по сравнению с обычной конструкцией здесь вдоль линии определенной длины включено в два раза больше колебательных систем).

Особенности расчета фильтров на диэлектрических резонаторах. Цель расчета ФДР — по заданной АЧХ определить вид и конструктивные размеры всех элементов и ФДР в целом.

Рассчитывают ФДР (ППФ и ПЗФ), выполненные в виде каскадного соединения ДР, обычно с использованием ФНЧ-прототипа. На первом этапе расчета определяют количество звеньев n , собственную добротность Q_0 и коэффициенты связи $K_{p,p+1}$ промежуточных резонаторов, внешнюю добротность $Q_{1,n}$ крайних ДР.

На втором этапе выбирают материал и тип одномодовых в рабочей полосе частот ДР; находят их конструктивные размеры и расстояние между ними; вид и размеры элементов связи крайних ДР с линиями передачи, габаритные размеры экрана (запердельного волновода) и ФДР в целом с учетом разъемов [7].

Поясним выбор материала и типа одномодовых ДР. По допустимому уровню диссипативных потерь L_0 на центральной частоте полосы пропускания и найденному на первом этапе числу резонаторов из соотношения [79] $Q_0 = \frac{4,343n}{L_0\sqrt{\epsilon}}$ опре-

деляют минимально допустимую величину Q_0 . Из соотношения $\text{tg } \delta \leq 1/(1,1...1,4) Q_0$, находят максимально допустимое значение $\text{tg } \delta$ (минимумы 1,2...1,4 учитывают ухудшение Q_0 из-за счет экрана и элементов крепления ДР, по которым выбирают пригодность того или иного материала). Тип ДР выбирают с учетом требуемой удаленности ближайшего высшего типа колебаний, удобства компоновки ДР и других факторов.

К настоящему времени общей (для всех типов ФДР) инженерной методики расчетов второго этапа не создано. Поэтому при проектировании ФДР реализацию

требуемых коэффициентов связи осуществляют экспериментально или решают соответствующую электродинамическую задачу.

Пример 15. Проектирование ФДР. Рассмотрим расчет трех полосовых фильтров с центральными частотами $f_0 = 1,5; 3$ и 9 ГГц.

Предварительно исходные данные приводят к удобной форме и вычисляют величины $\Delta V_{\Pi} = 2\Delta f_{\Pi}/f_0$ и $k_{\Pi} = 2\Delta f_3/2\Delta f_{\Pi}$ (табл. 17).

Таблица 17

№ ФДР	f_0 , ГГц	λ_0 , см	L_0 , дБ	$2\Delta f_{\Pi}'$, МГц	L_{Π}' , дБ	$2\Delta f_3'$, МГц	L_3 , дБ	k_{Π}	ΔV_{Π}
1*	1,5	20	0,5	22,5	0,5	75	50	3,33	0,015
2	3	10	0,5	100	1	200	30	2	0,032
3	9	3,33	0,5	200	1	400	25	2	0,022

* Для первого ФДР предъявляется требование минимальных габаритных размеров.

Примечание. Все ФДР имеют чебышевскую АЧХ.

Далее (первый этап расчета) определяют число звеньев ФДР; определяют g -параметры фильтра-прототипа, добротности крайних резонаторов и коэффициенты связи промежуточных ДР. При этом используют выражения $Q_1 = g_1/\Delta V_{\Pi}$; $K_{k,k+1} = \Delta V_{\Pi}/\sqrt{g_k g_{k+1}}$; $Q_n = g_n g_{n+1}/\Delta V_{\Pi}$ (табл. 18).

Таблица 18

№ ФДР	n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_n	Q_1	$K_{12} \times 10^3$	$K_{23} \times 10^3$	$K_{34} \times 10^3$	$K_{45} \times 10^3$	Q_n
1	5	1,7053	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058	1	113,72	1,035	0,3483	0,5183	1,036	66
2	4	2,0991	1,0644	2,8311	0,7392	2,6599	—	65	2,22	1,918	22,3	—	63,04
3	3	2,0233	0,9941	2,0233	1	—	—	91,2	1,56	1,55	—	—	91,15

На втором этапе рассчитывают конструктивные параметры ФДР (табл. 19) и общую длину ФДР

$$L_{\Sigma} = l_1 + nD + \sum_{k=1}^n l_{k,k+1} + l_n,$$

где l_1 и l_n — длина входной и выходной частей фильтра соответственно с учетом элементов связи и расстояния до стенок экрана; $l_{k,k+1}$ — расстояние между k -м и $k+1$ -м резонаторами; D — диаметр дискового резонатора. Часть колонки табл. 19 не заполнена вследствие отсутствия общей инженерной методики расчета коэффициента связи k .

Таблица 19

№ ФДР	Модернал	Форма ДР	Полое Π_{Π}						Инд. элемент связи	L_{Σ} , см				
			L_{DR}	$r_{0,k}$	$r_{0,k}$, см	D_3	l_{12}	l_{23}			l_{34}	l_{45}		
1	ТБНС	81	Диск	0,3	14,75	2,71								
2	ТБНС	81	Диск	0,3	14,75	1,36								
3	АЛТК	37	Диск	0,3	9,9	0,67								

Глава 4

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ

4.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ СВЧ

В интегральных маломощных устройствах СВЧ используют следующие полупроводниковые приборы: параметрический диод (ПД), туннельный диод (ТД), лавинно-пролетный диод (ЛПД), диод Ганна (ДГ), биполярный транзистор (БТ), полевой транзистор с изолированным затвором (МДПТ), полевой транзистор с

Таблица 20

Тип транзистора	Рабочая частота f , ГГц	Коэффициент шума $K_{ш}$, дБ	Коэффициент усиления по мощности $G_{\text{макс}}$, дБ	Страна (фирма)
NE644 (БТ)	4	2,5	—	Япония (NEC)
KT3124A (БТ)	6,5	5	4	СССР
KT3132 (БТ)	3,6	2,5	8	СССР
КП324Б2 (ПТШ)	12	3	8	СССР
NE045 (ПТШ)	35	3,2	—	Япония (NEC)
VSX9305 (ПТШ)	12	2,8	15	США (Varian)
NE750 (ПТШ)	12	1,2	8,5	Япония (NEC)
NE463 (ПТШ2)	12	4,1	10	Япония (NEC)

барьером Шотки (ПТШ) и двухзатворный ПТШ (ПТШ-2). Чаще всего применяют транзисторы вследствие их универсальности, которая позволяет использовать одинаковую технологию при производстве всех функциональных частей устройства. В монолитных схемах СВЧ широко применяют ПТШ и ПТШ-2 [83; 84; 85; 100; 138]. Основные параметры маломощных СВЧ транзисторов приведены в табл. 20.

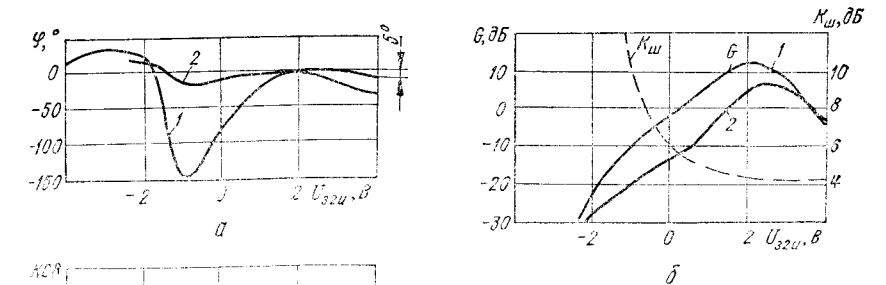


Рис. 4.1. Зависимость параметров ПТШ-2 от напряжения между вторым затвором и сетью

a — коэффициент передачи; b — коэффициент шума $K_{ш}$ и коэффициент усиления по мощности G ; a — КСВ при различных напряжениях на затворе; 1 — $U_{13} = 1,2$ В; 2 — $U_{13} = 1,4$ В; 3 — $U_{13} = 1,6$ В; 4 — $U_{13} = 1,8$ В; 5 — $U_{13} = 2,0$ В; 6 — $U_{13} = 2,2$ В.

Для расчета элементов интегральных схем на транзисторах чаще всего используют матрицу рассеяния (S -параметры), которые приводятся в ТУ на транзистор.

Зависимости основных параметров ПТШ-2 от напряжения между вторым затвором и истоком $U_{з2и}$ при различных нагрузках, подключенных к цепи второго затвора G_3 , показаны на рис. 4.1, из которых видно, что глубина регулировки усиления G составляет 30...40 дБ, причем при глубине регулировки усиления до 15 дБ фаза меняется незначительно (порядка 5°), коэффициент шума — приблизительно на 4 дБ, КСВ — от 1 до 1,8.

Таблица 21

Параметр	УПД	УТД	МШ УТР*	УДГ	УЛПД	УТР
Рабочий диапазон частот, ГГц	2—65	4—28	0,3—26,5	5—75	5—110	0,3—18
Полоса пропускания, %	0,1—15	5—67	10—120	1—40	0,5—20	5—120
Коэффициент шума, дБ	0,5—5	5—12	0,3—10	8—22	25—40	3—15
Коэффициент усиления по мощности, дБ	13—45	15—50	10—60	7—50	5—40	10—50
Неравномерность коэффициента усиления, дБ	1—3	0,5—6	0,5—4	—	1—3	0,5—5
Выходная мощность, Вт	—	—	10^{-3} —1	10^{-3} —1,25	≤ 14	≤ 1000
КПД, %	—	—	—	0,5—5	1—20	2—50

* Маломощный усилитель.

Большое значение для стабильности радиоэлектронной аппаратуры имеет надежность транзисторов. Максимальные сроки безотказной работы ПТШ при температуре корпуса 100 °С составляют 10^7 ... 10^8 [138]. Надежность ПТШ повышается при его герметизации в корпусе, хотя корпус и вносит дополнительные реактивности на частотах выше 6 ГГц. Очевидно герметизация ПТШ в корпусе микросборки не может полностью защитить от попадания влаги на транзистор при его монтаже. Наиболее сложно защитить маломощные усилители на ПТШ от большой входной мощности. Их отказы наступают при большом разбросе энергии импульса (7...160 нДж). Зарегистрированы следующие виды отказов: 50 % — короткое замыкание перехода затвор — исток, 20 % — уменьшение усиления, 10 % — короткое замыкание перехода сток — исток, 5 % — уменьшение тока стока, 5 % — увеличение коэффициента шума.

Таблица 22

Параметр	ГДГ	ГЛПД	ГТР
Рабочий диапазон частот, ГГц	1,6—110	5—160	0,3—20
Диапазон перестройки частоты, %:			
механической	0—22	0—40	0—85
электрической	0—67	0—25	10—120
Выходная мощность (непрерывная), мВт	5—2000	1—28000	10—25000
Перепад мощности в рабочем диапазоне частот, дБ	1—6	3—10	3—6
КПД, %	0,5—6	0,5—25	1—50
Потребляемая мощность, Вт	1,5—90	1,5—200	0,05—27
Рабочее напряжение, В	3,5—28	10—100	12—75
Температурный коэффициент частоты, 1/°С	$5 \cdot 10^{-4}$ $4 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-4}$ $4 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-4}$ $5 \cdot 10^{-7}$

При входной импульсной мощности порядка 2 кВт для защиты транзисторов применяются диодные ограничители [138]. Например, для ПТШ с $K_{ш} = 2,8$ дБ на частоте 10 ГГц применяется двухдиодный ограничитель, уменьшающий мощность от 2 кВт до 100 мВт при длительности импульса 1 мкс и скважности 1000. ПТШ с повышенной сопротивляемостью к выгоранию, разработанный фирмой NEC (Япония), выдерживает 0,4 Вт непрерывной мощности и 2 Вт импульсной при длительности импульса 1 мкс [138].

Один из недостатков ПТШ — электростатический пробой, поэтому необходимо применять следующие меры: заземлить приборы и операторы, питание усилителей обеспечивать от отдельных стабилизированных источников, не устанавливать транзисторы рядом с мощными источниками электромагнитных импульсов. ПТШ более стойкие к радиации, чем БТ. Заметно влияют на ПТШ уровни радиации 10^{15} электрон/см², а на БТ — 10^{13} электрон/см² [83].

Стабильность коэффициента передачи ПТШ по мощности во времени: $\Delta G = \pm 0,1$ дБ/ч; $\pm 0,2$ дБ/день; $\pm 0,3$ дБ/нед для диапазона частот 3,7...4,2 ГГц при $G = 40$ дБ и $K_{ш} = 1,55$ дБ. Параметры различных усилителей (на параметрическом диоде (УПД), на туннельном диоде (УТД), на транзисторе (УТР), на диоде Ганна (УДГ) и на лавинно-пролетном диоде (УЛПД)) приведены в табл. 21, а маломощных генераторов (на диоде Ганна (ГДГ), на лавинно-пролетном диоде (ГЛПД) и на транзисторе (ГТР)) — в табл. 22 [84; 86].

4.2. РАСЧЕТ МАЛОМОЩНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Расчет содержит следующие этапы: выбор транзистора, выбор схемы включения транзистора, выбор режима работы транзистора, выбор числа каскадов, расчет согласующих трансформаторов и цепей обратной связи, выбор схемы питания, составление электрической схемы, составление топологической схемы, анализ на ЭВМ топологической схемы с подключенными транзисторами, оптимизация на ЭВМ параметров согласующих цепей. Рассмотрим каждый этап расчета подробнее.

Таблица 23

Схема включения	Частота, ГГц	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}		K
		Реал	Им	Реал	Им	Реал	Им	Реал	Им	
ОИ	3	0,98	-26	1,65	152	0,03	73	0,78	-11	0,38
	9	0,85	-67	1,31	104	0,06	46	0,75	-29	1,04
	12	0,80	-83	1,15	84	0,07	36	0,74	-37	1,34
ОЗ	3	0,04	-54	0,98	-12	0,12	19	0,90	-7	0,87
	9	0,14	-65	0,92	-38	0,19	36	0,94	-22	0,39
	12	0,22	-70	0,87	-53	0,24	35	0,97	-31	0,21
ОС	3	0,99	-14	0,91	-8	0,10	73	0,05	113	0,09
	9	0,93	-41	0,80	-22	0,53	54	0,12	20	0,29
	12	0,87	-54	0,73	-27	0,66	42	0,1	-6	0,41

Примечание. В S-параметрах верхние цифры обозначают модуль, остальные цифры — сдвиг фазы в градусах.

Выбор транзистора. Коэффициент шума транзистора первого каскада должен быть на рабочих частотах на 1 дБ меньше коэффициента шума, требуемого от усилителя. Выходная мощность транзистора первого каскада должна быть в 2 раза больше, чем требуется от усилителя.

Выбор схемы включения транзистора. Для биполярных транзисторов наиболее распространение получила схема с общим эмиттером (ОЭ). В табл. 23 приведены S-параметры и коэффициенты устойчивости (K) одного и того же полевого транзистора в зависимости от схемы включения: с общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ) и с общим стоком (ОС) [30]. У схемы с ОИ лучшие усилительные

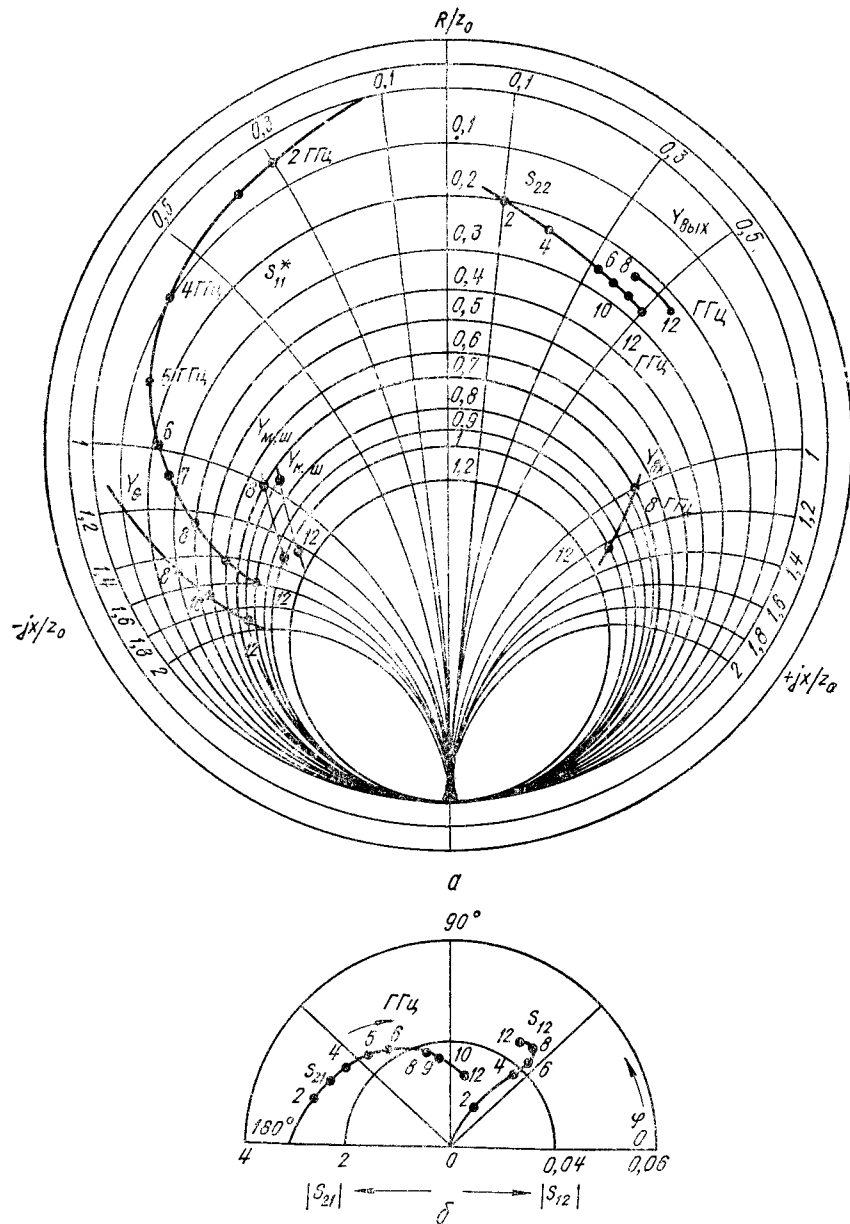


Рис. 4.2. Круговая диаграмма определения комплексных проводимостей и S-параметров:
 а — S_{11} , S_{22} , $Y_{вх}$, $Y_{вых}$, $Y_{кш}$, $Y_{мш}$, Y_G ; б — S_{21} , S_{12} при $I_{с.н} = 80$ мА, $U_{с.н} = 4$ В; $U_{з.н} = 0,5$ В.

свойства и хорошая устойчивость, но иногда для согласования с генератором применяют схему с ОЗ, а для согласования с нагрузкой — схему с ОС. Это связано с тем, что при небольших значениях z_H и на низких частотах входное сопротивление схемы с ОЗ и выходное сопротивление для схемы с ОС имеют небольшую реактивную составляющую и близки к $1/S_{11}$ ($S_{11} = \partial I_c / \partial U_{з.н}$ — крутизна транзистора). Недостаток этих двух схем в том, что они обладают малой устойчивостью и большим выходным (ОЗ) или входным (ОС) сопротивлением.

Выбор режима работы транзистора. Параметры ПТШ в значительной степени зависят от питающих напряжений. Различают режимы, оптимальный по шуму и оптимальный по усилению мощности. Например, при напряжении $U_c = 4$ В транзистор имеет максимальное усиление при токе $I_{с.н} = 80$ мА, минимум меры

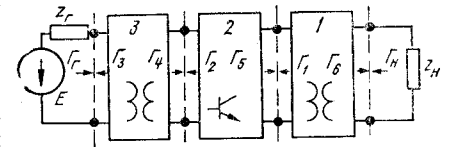


Рис. 4.3. Схема транзистора с согласующими цепями, нагрузкой и генератором:

1, 3 — цепи согласования; 2 — транзистор
 меры шума ($Y_{мш}$), максимума коэффициента усиления (Y_G), входной $Y_{вх}$ и выходной проводимостей $Y_{вых}$ и S-параметров от частоты, построена на рис. 4.2.

Схема транзистора с согласующими цепями, нагрузкой и генератором показана на рис. 4.3.

Номинальный коэффициент усиления [52]

$$G = \frac{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)(1 - |\Gamma_3|^2)|S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_1|^2(1 - |\Gamma_2|^2)|1 - \Gamma_1\Gamma_3|^2}.$$

Умножив числитель и знаменатель на $(1 - |S_{22}|^2)$, получим

$$G = K_{p1}K_{p2}K_{p3},$$

где коэффициент передачи мощности выходной согласующей цепи 1

$$K_{p1} = \frac{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |S_{22}|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_1|^2};$$

собственный коэффициент усиления мощности транзистора

$$K_{p2} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{22}|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}; \quad (4.1)$$

коэффициент передачи мощности входной согласующей цепи 3

$$K_{p3} = \frac{(1 - |\Gamma_3|^2)(1 - |\Gamma_1|^2)}{|1 - \Gamma_1\Gamma_3|^2}.$$

Для оптимального согласования транзистора с нагрузкой и генератором необходимо выполнить условие сопряженного согласования:

$$\Gamma_1 = S_{22}^* \text{ и } \Gamma_3 = \Gamma_1^*,$$

тогда $K_{p1} = 1$ и $K_{p3} = 1$.

Коэффициент отражения транзистора

$$\Gamma_2 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_1}{1 - S_{22}\Gamma_1},$$

а при $|S_{12}| \ll 1$ или $\Gamma_1 = 0$ коэффициент отражения $\Gamma_2 = S_{11}$.

При расчете маломощных усилителей следует учитывать два фактора: согласование транзистора на максимум передачи мощности не совпадает с согласо-

ванием на минимум коэффициента шума: коэффициент шума усилителя $K_{ш\epsilon}$ зависит от коэффициента шума каждого каскада ($K_{ш1}, K_{ш2}, \dots$) и от номинального коэффициента усиления каждого каскада (G_1, G_2, G_3, \dots). При этом

$$K_{ш\epsilon} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{G_1} + \frac{K_{ш3} - 1}{G_1 G_2} + \dots,$$

где все величины безразмерные.

Каждый каскад усилителя можно выполнить безусловно или условно устойчивым. В последнем случае каскад работает на строго определенную нагрузку, и если нагрузка из-за производственного разброса геометрических размеров, характеристик компонентов или изменения условий эксплуатации изменяется, то усилитель может возбудиться. Поэтому целесообразно строить усилители безусловно устойчивые, т. е. устойчивые работающие при любой нагрузке. Устойчивость одного каскада характеризуется его коэффициентом устойчивости [92] и зависит только от собственных параметров транзистора:

$$K = \frac{1 + |\Delta_s|^2 - |\dot{S}_{11}|^2 - |\dot{S}_{22}|^2}{2|\dot{S}_{12}||\dot{S}_{21}|},$$

где $\dot{S}_{11}, \dot{S}_{12}, \dot{S}_{21}, \dot{S}_{22}$ — элементы матрицы рассеяния транзистора; $\Delta_s = \dot{S}_{11}\dot{S}_{22} - \dot{S}_{12}\dot{S}_{21}$.

Для безусловно устойчивой работы усилителя требуются следующие ограничения:

$$K > 1; (1 - |\dot{S}_{11}|^2) > |\dot{S}_{12}\dot{S}_{21}|; (1 - |\dot{S}_{22}|^2) > |\dot{S}_{12}\dot{S}_{21}|. \quad (4.2)$$

При выполнении ограничений (4.2) и двустороннего сопряженного согласования транзистора коэффициенты отражения схем согласования на рис. 4.3 (звездочкой обозначено комплексно-сопряженное значение)

$$\dot{\Gamma}_4 = \frac{\dot{S}_{11} - \dot{\Gamma}_1 \Delta_s}{1 - \dot{\Gamma}_1 \dot{S}_{22}}; \quad \dot{\Gamma}_1^* = \frac{\dot{S}_{22} - \dot{\Gamma}_4 \Delta_s}{1 - \dot{\Gamma}_4 \dot{S}_{11}},$$

максимальный коэффициент усиления каскада усилителя

$$G_{\max} = |\dot{S}_{21}/\dot{S}_{12}| (K \pm \sqrt{K^2 - 1}).$$

Меняя режим работы транзистора, можно изменять значения S -параметров и, следовательно, коэффициенты устойчивости на рабочих частотах. Более подробно вопросы устойчивости разобраны в работах [30; 52; 92; 100]. Обычно в первых двух каскадах режимы транзисторов выбирают такими, чтобы обеспечить минимум коэффициента шума, а режимы остальных каскадов — чтобы получить требуемое усиление и минимальную неравномерность коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот.

Для согласования по минимуму коэффициента шума необходимо знать коэффициент отражения источника сигнала $\dot{\Gamma}_r$ и коэффициент отражения схемы согласования $\dot{\Gamma}_s$, при котором коэффициент шума транзистора минимален $\dot{\Gamma}_{4ш}$. Для получения минимального коэффициента шума $K_{ш}$ каскада следует комплексную проводимость источника сигнала Z_r (рис. 4.3), имеющую коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_r$, трансформировать в комплексную проводимость (сопротивление) с коэффициентом отражения $\dot{\Gamma}_{4ш}$, при котором коэффициент шума будет стремиться к минимуму. Коэффициент шума входа транзистора без такого согласования (т. е. без схемы согласования) [100]

$$K_{ш} = K_{ш\min} + \frac{4R_{ш} |\dot{\Gamma}_r - \dot{\Gamma}_{4ш}|^2}{(1 - |\dot{\Gamma}_{4ш}|)(1 - |\dot{\Gamma}_r|)}, \quad (4.3)$$

где $R_{ш}$ — эквивалентное входное шумовое сопротивление транзистора.

Практически $R_{ш}$ можно определить следующим образом [52]. Измерить $K_{ш\min}$ и $\dot{\Gamma}_{4ш}$, при котором получено минимальное значение $R_{ш}$, т. е. воспользоваться перестраиваемым трансформатором комплексных сопротивлений. Затем измерить $K_{ш}$ при $\dot{\Gamma}_r$, соответствующем выходному сопротивлению генератора шума

(например, 50 Ом). После этого $R_{ш}$ можно вычислить из выражения (4.3). Коэффициент $\dot{\Gamma}_{4ш} = \dot{\Gamma}_{2ш}^*$ и связан с входным комплексным сопротивлением транзистора $Z_{к.ш}$, при котором коэффициент шума минимальный, следующим выражением:

$$z_{к.ш} = \frac{(1 - |\dot{\Gamma}_{4ш}|^2) 50 + j100 |\dot{\Gamma}_{4ш}| \sin \angle \dot{\Gamma}_{4ш}}{1 + |\dot{\Gamma}_{4ш}|^2 - 2 |\dot{\Gamma}_{4ш}| \cos \angle \dot{\Gamma}_{4ш}},$$

где $z_{к.ш}$ в омах.

Выбор числа каскадов. Для выбора числа каскадов усилителя следует определить по справочнику или рассчитать по формуле максимальный коэффициент передачи G_{\max} на верхней рабочей частоте f_v . Причем для первого каскада мал шумящего усилителя это значение будет на 1...2 дБ меньше. Число каскадов (k) определяют по следующей приближенной формуле: $k \approx \lg(G_{\max} - E)$, где G_r — требуемое усиление всех каскадов на верхней частоте, дБ; $G_{\max k}$ — максимальное усиление одного каскада, дБ; $E = 2$ для $k \leq 2$; $E = 1$ для $k > 2$.

Расчет согласующих трансформаторов (входного, межкаскадных, выходного) ведется для каждого каскада отдельно. Для максимальной передачи мощности сопряженно согласуется выходной импеданс предыдущего транзистора (или входного генератора) с входным импедансом последующего транзистора или нагрузки. Если есть запас по усилению у транзисторов, то можно каждый каскад согласовывать по входу и выходу на 50 Ом, что упрощает изготовление усилителя, так как все каскады одинаковые. Кроме этого, возможны другие режимы согласования [92], например, сопряженное согласование одного из входов транзистора и расчет усилителя на заданный коэффициент усиления, расчет усилителя на максимальное усиление при минимальных КСВ входа и выхода (этот режим имеет преимущество перед предыдущим: обеспечивает максимальный коэффициент усиления и минимальный КСВ).

По-видимому, для мал шумящего каскада наиболее независимой от производственного разброса параметров транзисторов и пассивной части усилителя является схема, в которой выходное комплексное сопротивление (проводимость) источника сигнала трансформируется в сопряженное, оптимальное для данного транзистора в данном режиме комплексное сопротивление, обеспечивающее минимум коэффициента шума в полосе рабочих частот.

Выход и вход транзистора согласуется с нагрузками в полосе рабочих частот с учетом известного ограничения Фано, который показал, что коэффициент передачи и ширина частотной полосы взаимосвязаны, если нагрузка имеет реактивную составляющую [79]. Естественно, что комплексно-сопряженное согласование возможно только на одной частоте. Поэтому широкополосные согласующие цепи имеют свойства фильтров [79], а для фильтров характерны зависимости между частотной полосой, крутизной скатов, потерями в полосе пропускания и КСВ входов.

Для расчета трансформаторов следует в первую очередь выбрать его структуру. Для узкополосных ($\Delta f \leq 5\%$) усилителей можно рекомендовать Т-образную структуру (рис. 4.4), так как параллельный шлейф, замкнутый через конденсатор на землю, удобно использовать для подачи напряжения смещения $U_{см}$ на транзистор. Для широкополосного усилителя ($\Delta f > 5\%$) применяют многозвенную цепь, например трехрезонаторную (рис. 4.5 [154]).

Порядок расчета каскада следующий [79; 154].
1. Определяют в заданном частотном диапазоне комплексное сопротивление входной или выходной цепи транзистора и аппроксимируют его в полосе частот простой цепью. Если вещественная часть сопротивления более постоянная, чем вещественная часть проводимости, то нагрузку лучше представить в виде последовательной RLC -цепи. Если более постоянная вещественная часть проводимости, то нагрузку лучше представить в виде параллельной RLC -цепи.

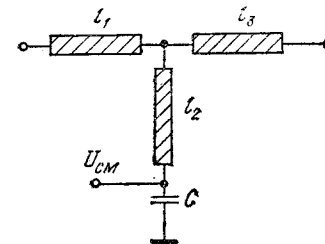


Рис. 4.4. Структура Т-образного согласующего трансформатора для узкополосных усилителей

2. При последовательной цепи нагрузки к ней последовательно подключают реактивный элемент так, чтобы получить в ней последовательный резонанс на средней частоте диапазона f_0 , например, индуктивность L_1 в схеме на рис. 4.5, величину которой определяют по формуле $L_1 = [(2\pi f_0)^2 C_{вх}]^{-1}$, где $C_{вх}$ — емкость входа транзистора.

При аппроксимации входа транзистора последовательным соединением емкости и активного сопротивления или параллельным соединением индуктивности и активной проводимости можно получить согласование фильтром верхних частот, при этом декремент (который используется для нахождения элементов фильтра-прототипа нижних частот) [154]

$$\delta = 2\pi f_0 C_{вх} R_{вх} / \omega, \quad (4.4)$$

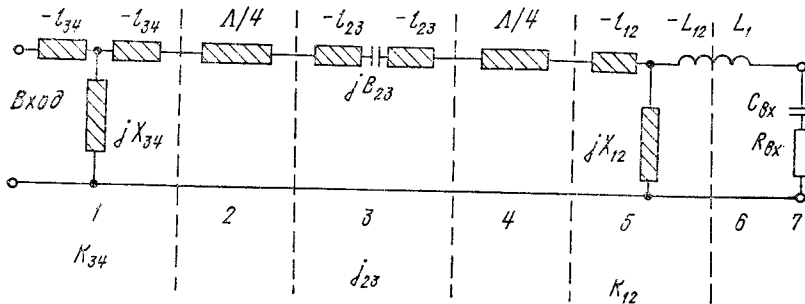


Рис. 4.5. Схема согласующего трансформатора для широкополосных усилителей:

1, 5 — импедансный инвертор; 2, 4 — четвертьволновые резонаторы; 3 — адмиттансный инвертор; 6 — индуктивность последовательного контура; 7 — эквивалент входной цепи транзистора

где $\omega = (f_в - f_н)/f_0$; $f_0 = (f_в + f_н)/2$; $f_н$ и $f_в$ — нижняя и верхняя граничные частоты полосы.

Для получения лучшего согласования реактивный элемент, подключаемый к нагрузке, должен быть более сосредоточенным и располагаться как можно ближе к нагрузке. Если размеры реактивного элемента достигают четверти волны и более или он расположен на значительном расстоянии от нагрузки, то увеличивается добротность резонансной нагрузки и сужается полоса согласования. Число резонаторов схемы согласования $n < 4$, при увеличении их числа растут потери в схеме согласования. Цепь с единичным резонатором ($n = 1$), состоящая из последовательно включенной индуктивности L_1 и полного сопротивления инвертора K_{12} при $C_{вх} = 0,57$ пФ и $R_{вх} = 21$ Ом, имеет ширину полосы согласования 8,9... 11,1 ГГц при $f_0 = 10$ ГГц. Цепь фильтра-прототипа нижних частот с двумя реактивными элементами ($n = 2$) можно получить, если добавить один четвертьволновой резонатор к резонатору, образованному нагрузкой. Цепь с двумя дополнительными четвертьволновыми резонаторами ($n = 3$) расширяет полосу ($\Delta f = 6...14$ ГГц). Применение в схеме попеременно импедансных и адмиттансных инверторов позволяет использовать последовательные четвертьволновые резонаторы, которые очень легко реализовать в микроэлектронном исполнении в виде отрезка линии. Для чебышевской аппроксимации АЧХ схема согласования получается в 1,5—2 раза меньше по габаритным размерам, чем при аппроксимации максимальной плоской функцией.

Зависимость элементов (нормированных проводимостей) чебышевских согласующих цепей от декремента δ построена на рис. 4.6 [79]. Зависимость максимального значения пульсаций от декремента показана на рис. 4.7 [79].

Параметры схемы согласования (рис. 4.5) [79]

$$K_{12} = z_0 \left(\frac{\pi \omega R_{вх}}{4g_1 g_2 z_0 \delta} \right)^{1/2}; \quad (4.5)$$

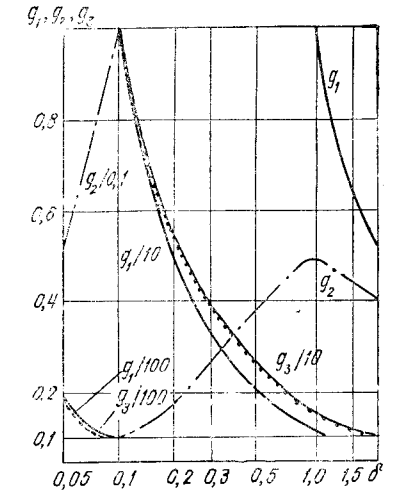
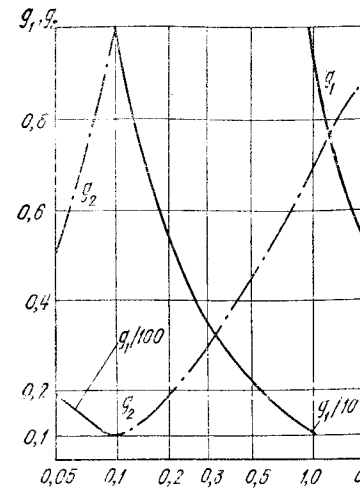
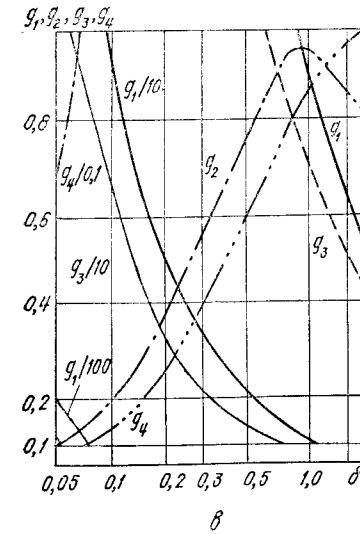


Рис. 4.6. Зависимость элементов чебышевских согласующих цепей от декремента δ при $q_0 = 1$; $\omega_1 = 1$:
а — для $n = 1$; б — для $n = 2$;
в — для $n = 3$



$$L_{23} = \frac{1}{z_0} \frac{\pi \omega}{4} \left(\frac{1}{g_2 g_3} \right)^{1/2}; \quad (4.6)$$

$$\omega = (f_в - f_н)/f_0; \quad (4.6)$$

$$K_{34} = z_0 \left(\frac{\pi \omega}{4g_3 g_4} \right)^{1/2}, \quad (4.7)$$

где z_0 — волновое сопротивление линии передачи между инверторами.

Схемы часто применяемых К- и I-инверторов показаны на рис. 4.8 [79]. Для перехода к топологической схеме используют формулы

$$X_{ik} = \frac{K_{ik}}{1 - (K_{ik}/z_0')^2}; \quad l_{ik} = \frac{\lambda_0}{4\pi} \arctg(2X_{ik}/z_0'); \quad L_{12} = \frac{K_{12}}{2\pi f_0} \quad (\text{при } K_{12} \ll z_0');$$

$$B_{23} = \frac{l_{23}}{1 - (l_{23} z_0')^2}; \quad l_{23} = \frac{\lambda_0}{4\pi} \arctg(2B_{23} z_0'),$$

где λ_0 — длина волны в линии на f_0 ; z_0' — волновое сопротивление используемой линии передачи.

Для получения равномерного усиления в полосе частот применяют простой способ согласования, при котором коэффициент передачи схемы согласования на верхней частоте диапазона максимальный, а затем уменьшается с определенной скоростью. Выходную цепь транзистора можно представить в виде параллельное сопротивление $r'_{вх}$ и емкости $C'_{вх}$. Так как транзистор имеет минимальное

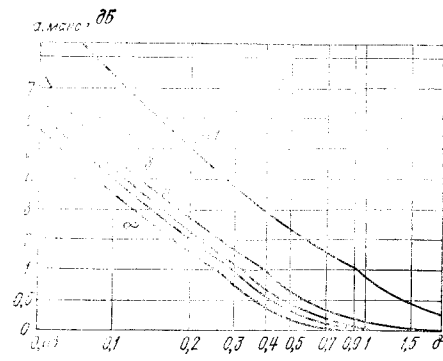


Рис. 4.7. Зависимость максимального значения пульсаций (L_{\max}) от декремента δ для различного числа резонаторов n согласующих цепей с частотной аппроксимацией

усиление на верхней частоте диапазона $1/n$ и усиление его растет при уменьшении частоты со скоростью 4...6 дБ/октаву, то выходную цепь следует выполнять так, чтобы она имела максимальный коэффициент передачи по мощности на частоте f_B , т. е. комплексное сопротивление

$r_{\text{вых}} + j(\omega C_{\text{вых}})$ должно трансформироваться в комплексно-сопряженное сопротивление нагрузки, а с уменьшением частоты коэффициент передачи должен падать со скоростью 4...6 дБ/октаву.

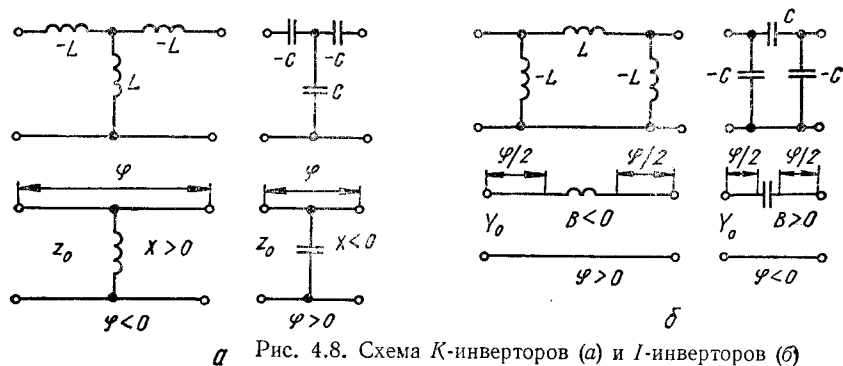


Рис. 4.8. Схема К-инверторов (а) и I-инверторов (б)

Такое согласование на практике удобно выполнять по схеме рис. 4.9, при этом параллельное соединение r' и x' пересчитывают в последовательное по следующим формулам:

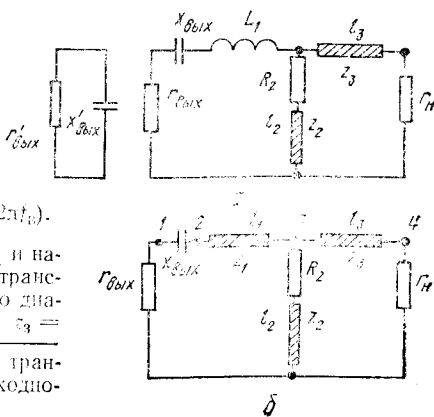
$$r_{\text{вых}} = \frac{1/r'}{\gamma}; \quad x_{\text{вых}} = \frac{-1/x'}{\gamma}; \quad \gamma = (1/r')^2 + (1/x')^2.$$

После этого необходимо компенсировать выходную емкость на верхней частоте рабочего диапазона с помощью последовательной индуктивности L_1 , которую выполняют в виде центрального проводника МПЛ или в виде тонкой проволоки, или вывода транзистора

$$L_1 = 1/(2\pi f_c^2 C_{\text{вых}}), \quad \text{или} \quad L_1 = x_{\text{вых}}/(2\pi f_c).$$

Затем между выходом индуктивности L_1 и нагрузкой включают четвертьволновой трансформатор для верхней частоты рабочего диапазона с волновым сопротивлением $z_3 =$

Рис. 4.9. Схема согласования выхода транзистора (а) и эквивалентная схема выходного трансформатора (б)



$= \sqrt{r_{\text{вых}} r_{\text{н}}}$. Для создания требуемого перекаса АЧХ согласующей цепи в точку соединения индуктивности L_1 и трансформатора параллельно включают активное сопротивление R_2 , которое закорочено на землю микрополосковой линией длиной l_2 . Эта длина равна четверти длины волны в линии на верхней частоте, благодаря чему сопротивление R_2 на этой частоте изолировано от заземленной стороны платы и не поглощает мощность. При понижении частоты схема частично рассогласовывается и начинает отражать часть мощности поглощаемой в сопротивлении R_2 , а часть по-прежнему проходит на выход. Поглощение мощности повышает устойчивость усилителя на нижних частотах. Схемы с поглощением подробно рассмотрены в работе [6]. Для расчета величины R_2 и z_2 воспользуемся эквивалентной схемой рис. 4.9, б, где индуктивность выполнена отрезком линии длиной

$$l_1 = (l/2\pi) \operatorname{arctg} \frac{x_{\text{вых}}}{z_1} \quad (\text{длин волн}).$$

Классическая ненормированная матрица передачи схемы между узлами 1 и 4 равна произведению матриц емкости, линии l_1 , шлейфа l_2 с сопротивлением R_2 и линии l_3

$$[a]_{14} = [a]_C [a]_{l_1} [a]_{l_2} [a]_{l_3}.$$

Матрицы-множители соответственно

$$[a]_C = \begin{bmatrix} 1 & x_{\text{вых}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad [a]_{l_1} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_1 & jz_1 \sin \Theta_1 \\ j \frac{1}{z_1} \sin \Theta_1 & \cos \Theta_1 \end{bmatrix};$$

$$[a]_{l_2} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_3 & jz_3 \sin \Theta_3 \\ j \frac{1}{z_3} \sin \Theta_3 & \cos \Theta_3 \end{bmatrix}; \quad [a]_{l_3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/(R_2 + z_2 \operatorname{tg} \Theta_2) & 1 \end{bmatrix},$$

где $\Theta = 2\pi l/\lambda$; λ — длина волны в линии.

Результирующая матрица

$$[a]_{14} = \begin{bmatrix} n \cos \Theta_3 + j b \frac{\sin \Theta_3}{z_3} & b \cos \Theta_3 + j n z_3 \sin \Theta_3 \\ m \cos \Theta_3 + j d \frac{\sin \Theta_3}{z_3} & d \cos \Theta_3 + j m \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

где $n = a + b/(R_2 + jz_2 \operatorname{tg} \Theta_2)$; $m = c + d/(R_2 + jz_2 \operatorname{tg} \Theta_2)$; $a = \cos \Theta_1 + j(x_{\text{вых}}/z_1) \sin \Theta_1$; $b = x_{\text{вых}} \cos \Theta_1 + jz_1 \sin \Theta_1$; $c = j \sin \Theta_1/z_1$; $d = \cos \Theta_1$.

Рабочее затухание этой цепи [83]:

$$L_p = \frac{1}{4} \left| \left(a_{11} \sqrt{\frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{вых}}}} + \frac{a_{12}}{\sqrt{r_{\text{н}} r_{\text{вых}}}} + a_{21} \sqrt{r_{\text{н}} r_{\text{вых}}} + a_{22} \sqrt{\frac{r_{\text{вых}}}{r_{\text{н}}}} \right)^2 \right|.$$

где a_{ij} — элементы матрицы (4.8).

На верхней частоте $L_p = 1$, а на нижней частоте — избыточному усилению трансформатора на этой частоте по сравнению с верхней. Это достигается подбором на ЭВМ величин R_2 и z_2 .

Выбор цепей обратной связи. Отрицательная обратная связь улучшает согласование широкополосных усилителей на ПТН. На рис. 4.10 показана схема резистивной отрицательной обратной связи [100], которая имеет следующие достоинства: транзистор становится безуслово устойчивым, уменьшается его входное сопротивление, уменьшается чувствительность усилителя к изменению параметров транзистора, увеличивается коэффициент шума и коэффициент обратной передачи, однако их значения остаются достаточными для использования транзи-

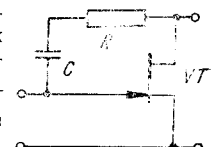


Рис. 4.10. Схема резистивной отрицательной обратной связи для ПТН

стора. Каскады с обратными связями рассчитывают в Y -параметрах. Если известны S -параметры, то по известным формулам [125] легко перейти к его Y -параметрам, составить эквивалентную схему с учетом цепей обратной связи [108], составить Y -матрицу этой схемы [108], после чего опять перейти к S -параметрам, если этого требуют дальнейшие расчеты.

По способу построения отдельных каскадов многокаскадных усилителей можно разделить на три группы: однотактные, балансные и комбинированные. Преимущества однотактных усилителей — меньшие габаритные размеры, меньшее число транзисторов для получения того же усиления и отсутствие подбора пар транзисторов. Преимущества балансных усилителей — более широкий динамический диапазон (балансный каскад увеличивает выходную линейную мощность на 3 дБ);

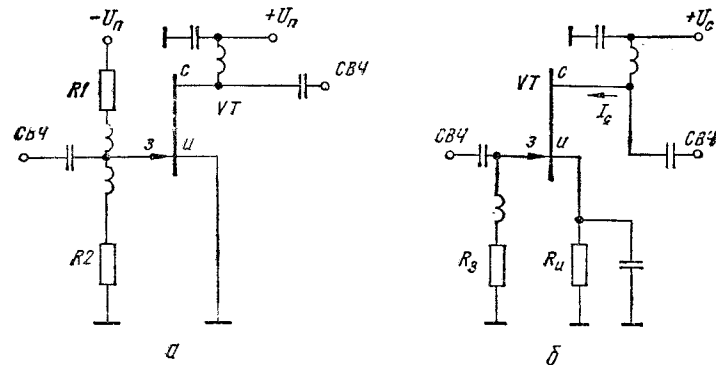


Рис. 4.11. Схема подачи смещения на ПТШ:
а — с делителем напряжения; б — с автосмещением затвора

высокая надежность; меньшая склонность к самовозбуждению, так как для выравнивания АЧХ в широкополосных транзисторных усилителях вводят реактивные элементы, увеличивающие отражение на низких частотах, а в балансных каскадах отраженная мощность поглощается нагрузкой направленного ответвителя; балансные схемы можно одновременно согласовывать по минимальному коэффициенту шума и по отсутствию отражений мощности; лучшая линейность фазовых характеристик. Подробно балансные усилители рассмотрены в работе [154]. Усилители часто выполняют из комбинации однотактных и балансных каскадов, причем выходные балансные каскады работают на более мощных транзисторах. Такие усилители называются комбинированными.

Выбор схемы питания. Для надежности усилителей на ПТШ следует тщательно выбирать схему питания. На рис. 4.11 показаны схемы подачи смещения на ПТШ. Для транзистора с общим истоком сначала следует подавать запирающее напряжение на затвор, а затем — положительное напряжение на сток. Чтобы транзистор не перешел в режим генерации во время установления смещения, напряжение питания в стоке должно иметь малое время включения. Для схемы на рис. 4.11, а возможны отказы из-за коммутационных эффектов [79]; для схемы на рис. 4.11, б сопротивление R_3 ухудшает СВЧ-характеристики транзистора, так как увеличивает паразитную индуктивность в цепи истока. Достоинство схемы рис. 4.11, б — благодаря обратной связи по постоянному току транзистор защищен при коммутационных процессах, так как с увеличением тока стока напряжение смещения на затворе увеличивается и ток стока поддерживается стабильным.

Составление электрической схемы. Электрическая схема СВЧ усилителя вычерчивается по ГОСТу. При этом следует обращать внимание на более полное отображение на схеме элементов настройки.

Составление топологической схемы. Под топологией подразумевается рисунок пассивной схемы, которая наносится на подложку из диэлектрика и на которой монтируют навесные элементы. Рассмотрим топологическую схему МПЧ СВЧ, в которой применена схема питания с гальванически связанными парами транзисторов (рис. 4.12). Эта схема имеет параллельную (R_3) и последовательную

(R_2, R_5) отрицательные обратные связи для стабилизации параметров усилителя. Используя электрическую схему двухкаскадного усилителя (рис. 4.12, а), построим микрополосковый усилитель, топологическая схема которого показана на рис. 4.12, б. Низкочастотные резисторы $R_1...R_5$ выполнены с СВЧ пассивной схемой по единой технологии. Емкость C_2 представляет собой проходные конденсаторы ($C = 70$ пФ), соединяющие по СВЧ заземленную сторону платы с лицевой стороной через просверленные в керамике отверстия. На входе и выходе усилителя имеются развязывающие схему по постоянному току фигурные зазоры (C_1, C_3), ширина которых равна приблизительно 50 мкм, а длина — четверти длины волны в полосковой линии. Такие фигурные зазоры имеют потери в 10 %-й полосе частот 0,1 дБ. Достоинство такой схемы — высокая надежность.

Анализ топологической схемы. С помощью методов проектирования на ЭВМ проводят оптимизацию элементов согласующих цепей и режимов работы транзис-

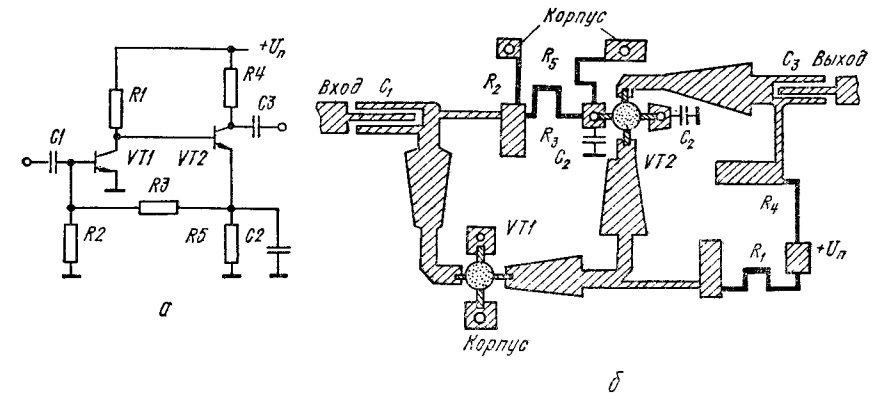


Рис. 4.12. Принципиальная (а) и топологическая (б) схемы двухкаскадного усилителя на МПЧ

торов. В работе [138] приведен пример оптимизации схемы усилителя в диапазоне 4...8 ГГц по минимальной чувствительности при изменении технологических допусков на элементы схемы. В результате оптимизации коэффициент усиления менялся не более чем на 0,5 дБ при вариации всех параметров на $\pm 10\%$.

Пример 16. Рассчитать маломощный усилитель на ПТШ с рабочей полосой 8...12 ГГц, т. е. $f_0 = 10$ ГГц, $\Delta f = 0,4$; коэффициентом шума $K_{ш\text{в}} \leq 7$ дБ; реальным усилением ≥ 20 дБ; КСВ входа $\leq 1,3$; КСВ выхода $\leq 1,5$; конструкция гибрид-интегральная.

С учетом рабочего диапазона и коэффициента шума выбираем транзистор [154]. Зададимся для первого каскада следующим режимом работы: $U_{с.н} = 4$ В; $U_{з.н} = -1$ В; $I_{с.н} = 30$ мА. При этом в схеме с общим истоком на частотах 8...12 ГГц $K_{ш\text{в.т}} = 3,3...4,5$ дБ; $G_p = 10,4...7,6$ дБ. Коэффициент шума всего усилителя без учета потерь в схемах согласования и возможного изменения режима работы транзисторов в последующих каскадах

$$K_{ш\text{в}} \approx 1 + \frac{K_{ш\text{в.т}} - 1}{1 - 1/G} = 3,2 \quad (\text{или } 5 \text{ дБ}).$$

Число каскадов усиления $k = 20 \text{ дБ} / 7,6 \text{ дБ} \approx 3$. Параметры рассеяния (S -параметры) на частоте 10 ГГц для транзистора определим по рис. 4.2

$$S_{11} = 0,55 \quad \angle -66^\circ = 0,55 (\cos 66^\circ - j \sin 66^\circ);$$

$$S_{22} = 0,22 - j0,5 = 0,46 \quad \angle -128^\circ; \quad S_{21} = 1,6 \quad \angle 90^\circ; \quad S_{12} = 0,048 \quad \angle 53^\circ.$$

Из рис. 4.2 находим $Y_{\text{вх}} = Y_{\text{мпч}}^*$. Согласование транзистора на такую проводимость позволит получить каскад с минимальной мерой шума. На частоте 10 ГГц

$Y_{вх} = 0,85 - j1,15$. Разнормируем $Y_{вх}$, умножив его на стандартное значение волновой проводимости 0,02 См (что соответствует 50-омной линии)

$$y_{вх} = 0,02 (0,85 - j1,15) = 0,017 - j0,023 \text{ См.}$$

Эта проводимость соответствует параллельному соединению $g_{вх}$ и $b_{вх}$. Опыт подсказывает, что в данном случае действительная часть входного сопротивления будет более плавно зависеть от частоты, чем проводимость $g_{вх}$. Преобразуем параллельное соединение в последовательное по формулам

$$r_{вх} = g_{вх}/\gamma; \quad x_{вх} = -b_{вх}/\gamma; \quad \gamma = g_{вх}^2 + b_{вх}^2;$$

$$r_{вх} = \frac{1,7 \cdot 10^{-2}}{0,81 \cdot 10^{-3}} = 21 \text{ Ом}; \quad x_{вх} = -\frac{2,3 \cdot 10^{-2}}{0,81 \cdot 10^{-3}} = 28,4 \text{ Ом};$$

$$C_{вх} = (2\pi f_0 x_{вх})^{-1} = (2\pi \cdot 10^{10} \cdot 28,4)^{-1} = 0,57 \text{ пФ.}$$

Для выходной цепи оставим параллельное соединение. $Y_{вых}$ определим из рис. 4.2: $Y_{вых} = 0,26 + j0,5$. Разнормируем его:

$$y_{вых} = 0,0053 + j0,01 \text{ См}; \quad r_{вых} = 1/g_{вых} = 192 \text{ Ом};$$

$$C_{вых} = b_{вых}/(2\pi f_0) = 10^{-2}/2 \cdot 3,14 \cdot 10^{10} = 0,16 \text{ пФ.}$$

Для согласования $y_0 = 0,02$ См с $y_{вх}$ по формулам (4.4) вычислим полосу усилителя и декремент затухания: $\omega = 0,4$; $\delta = 1,88$. Учитывая широкую полосу частот, выбираем схему согласования с тремя резонаторами ($n = 3$). Из рис. 4.7 видно, что пульсации L_a дадут приращение к коэффициенту шума меньше 0,1 дБ. По рис. 4.6, σ определяем элементы чебышевских согласующих цепей: $g_0 = 1$; $g_1 = 0,53$; $g_2 = 0,8$; $g_3 = 0,45$. Структуру трансформатора выбираем аналогично той, которая показана на рис. 4.5. Определяем параметры инверторов схем согласования по формулам (4.5) — (4.7) для волнового сопротивления подводящей линии $z_0 = 50$ Ом:

$$K_{12} = 50 \left(\frac{3,14 \cdot 0,4 \cdot 21}{4 \cdot 0,53 \cdot 0,8 \cdot 50 \cdot 1,88} \right)^{1/2} = 20,33; \quad X_{12} = \frac{20,33}{1 - \left(\frac{20,33}{50} \right)^2} =$$

$$= 24,34 \text{ Ом}; \quad L_{12} = \frac{K_{12}}{2\pi f_0} = \frac{20,33}{2\pi \cdot 10^{10}} = 0,33 \cdot 10^{-9} \text{ Гн};$$

$$I_{23} = \frac{1}{50} \frac{\pi \cdot 0,4}{4} \left(\frac{1}{0,8 \cdot 0,45} \right)^{1/2} = 0,0104; \quad B_{23} = \frac{0,0104}{1 - (50 \cdot 0,0104)^2} =$$

$$= 0,0142 \text{ Ом}; \quad C_{23} = \frac{B_{23}}{2\pi f_0} = \frac{0,0142}{6,28 \cdot 10^{10}} = 0,22 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$x_{34} = 50 \left(\frac{\pi \cdot 0,4}{4 \cdot 0,45 \cdot 0,975} \right)^{1/2} = 42,3; \quad X_{34} = \frac{42,3}{1 - \left(\frac{42,3}{50} \right)^2} = 148,8;$$

$$-l_{34} = -\frac{1}{4\pi} \arctg \left(\frac{2 \cdot X_{34}}{50} \right) = (40,2^\circ/2\pi) \text{ или } 0,111\lambda_0;$$

$$l_{23} = -\frac{1}{4\pi} \arctg (2B_{23}z_0) = -\frac{1}{4\pi} \arctg (2 \cdot 0,0142 \cdot 50) = (27,4^\circ/2\pi) \text{ или } 0,076\lambda_0;$$

$$l_a = l_{34-23} = 0,25\lambda_0 - 0,076\lambda_0 - 0,111\lambda_0 = 0,063\lambda_0; \quad l_{12} =$$

$$= -\frac{1}{4\pi} \arctg (2B_{12}z_0) = -\frac{1}{4\pi} \arctg \left(2 \cdot \frac{24,34}{50} \right) = 22,11^\circ \text{ или } 0,0614\lambda_0;$$

$$L_{12} = \frac{X_{12}}{2\pi f_0} = \frac{20,33}{2\pi \cdot 10^{10}} = 0,33 \text{ нГн}; \quad l_6 = L_{12-23} = 0,25\lambda_0 - 0,076\lambda_0 -$$

$$- 0,0614\lambda_0 = 0,112\lambda_0.$$

Для короткозамкнутого шлейфа с волновым сопротивлением 120 Ом

$$l_{ш34} = \frac{1}{2\pi} \arctg \left(\frac{148,8}{120} \right) = (51^\circ/2\pi) \text{ или } 0,14\lambda_0.$$

Для компенсации входной емкости на центральной частоте требуется индуктивность

$$L_1 = 1/[(2\pi f_0)^2 C_{вх}] = \frac{1}{(2\pi \cdot 10^{10})^2 \cdot 0,57 \cdot 10^{-12}} = 0,45 \cdot 10^{-9} \text{ Гн.}$$

Реальная индуктивность

$$L_{вх} = L_1 - L_{12} = 0,45 - 0,33 = 0,12 \text{ нГн}; \quad L_{ш12} = \frac{X_{12}}{2\pi f_0} =$$

$$= 24,34/(2\pi \cdot 10^{10}) = 0,39 \text{ нГн.}$$

Таким образом, индуктивность трансформатора $L_{вх} = 0,12$ нГн и $L_{ш12} = 0,39$ нГн. Рассчитаем индуктивность прямоугольного медного проводника, расположенного на диэлектрике полнор с $\xi = 9,6$, толщиной 1 мм. Для $L =$

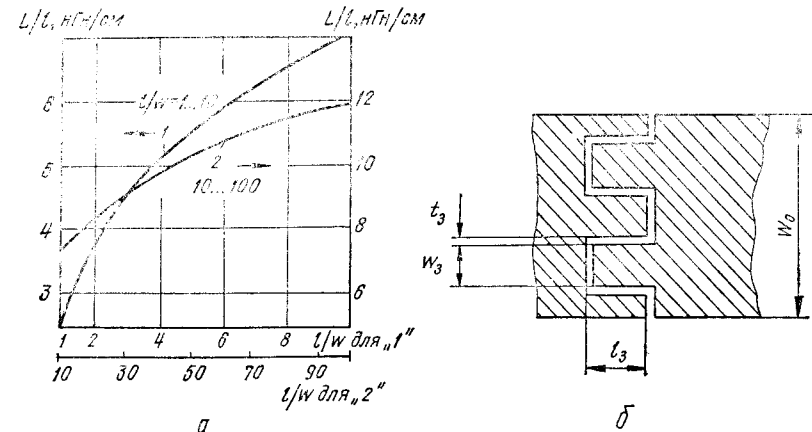


Рис. 4.13. Зависимость погонной индуктивности ленточного проводника от размеров (а) и топология гребенчатого конденсатора (б)

$= 0,39$ нГн выбираем отношение $l/w = 5$ и по рис. 4.13, а определяем $L/l = 5,7$ нГн/см. Следовательно, длина проводника $l = 0,39/5,7 = 0,068$ см $= 0,68$ мм, ширина проводника $w = 0,68/5 = 0,136$ мм. Для $L = 0,12$ нГн $l/w = 2$; $L/l = 4$ нГн/см; $l = 0,12/4 = 0,3$ мм; $w = 0,3/2 = 0,15$ мм.

Емкость трансформатора $C = 0,22$ пФ выполним гребенчатого типа (рис. 4.13, б) [98]. Ширина линии $w_0 = 0,94$ мм, диэлектрик полнор, $h = 1$ мм; $\xi = 9,6$; $\text{tg } \delta = 10^{-4}$.

Зависимости ширины зазора между зубцами $t_3 = 0,06$ мм, а ширину зуба w_3 предварительно выберем равной $w_3 \approx 2 \cdot t_3 \approx 0,12$ мм. Число ячеек гребенки $m = w_0 / (w_3 + t_3) = 0,94 / (0,12 + 0,06) \approx 2,6$. Округляем $m = 2$. Уточняем величину w_3 , используя соотношение $w_3 + t_3 = w_0/2m = 0,94/4 = 0,235$ мм, $w_3 = 0,235 - 0,06 = 0,175$ мм. Сределяем длину зуба, см [98]:

$$l_3 = (1/c) 8,8 \cdot 10^{-9} (\xi + 1) [2A_1 (m - 1) + A_2],$$

где $A_1 = 0,41 + 0,775\omega_0 h / (2m - 1) (w_3 + t_3)$; $A_2 = 0,614 (h/t_3)^{0,25} \times \times (w_3/h)^{0,439}$; w_3, h, t_3 в одинаковых единицах; C — в пФ.

Вычисляем $A_1 = 0,614 (1/0,06)^{0,25} (0,175/1)^{0,439} = 1,32$; $A_2 = 0,41 + 0,775 \times 175 / [(2,2 - 1)(175 + 60)] = 0,6$; $l_3 = (8,85/0,22) 10^{-2} (9,9 + 1) [2 \cdot 1,32 \cdot 1 + 0,6] = 0,7$ мм.

Структура выходной цепи показана на рис. 4.9, а: $r'_{\text{вых}} = 192$ Ом; $C_{\text{ВМХ}} = 0,16$ пФ; $x'_{\text{ВМХ}} = 1/(i\omega C_{\text{ВМХ}})$. Пересчитываем в последовательное соединение: $r_{\text{ВМХ}} = 30,4$ Ом; $x_{\text{ВМХ}} = -70,2$ Ом; $L_1 = 0,9 \cdot 10^{-9}$ Гн.

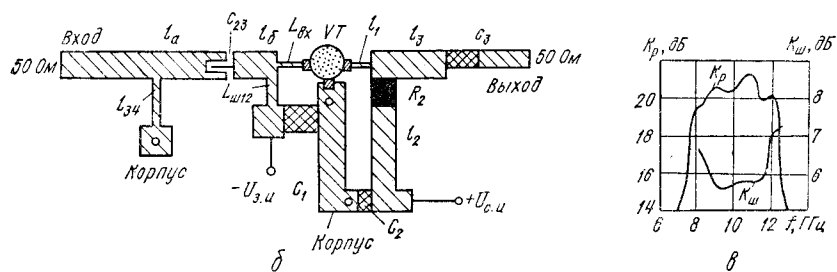
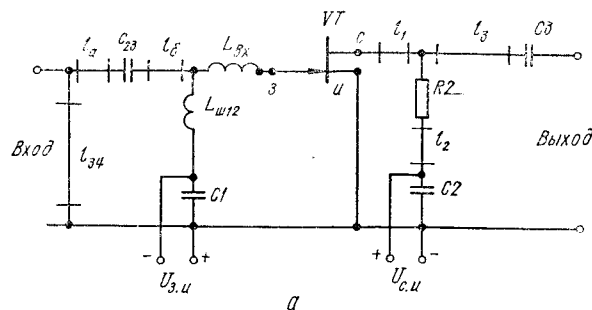


Рис. 4.14. Принципиальная (а) и топологическая (б) схемы одного каскада усилителя на ПТШ и частотные зависимости коэффициентов передачи и шума трехкаскадного усилителя (в)

Выполняем индуктивность в виде МПЛ с $z_1 = 200$ Ом. Тогда длина линии $l_1 = \frac{1}{2\pi} \text{arctg} \left(\frac{82,9}{200} \right) = 0,06\lambda_0$ или $0,05\lambda_0$.

Сопротивление $r_{\text{вых}}$ трансформируется этим отрезком линии в $r_{\text{вых,тр}} = 35,5$ Ом, которое согласуется с $r_{\text{нагр}} = 50$ Ом четвертьволновым (для l_3) трансформатором с параметрами $l_3 = 0,21\lambda_0$ и $z_3 = (35,5 \cdot 50)^{1/2} = 42$ Ом. Активное сопротивление R_2 и волновое сопротивление z_2 находим подбором по выражению (4.8) из расчета, что на частоте f_0 величина $1/G_p = 1$, а на частоте f_0 рабочее затухание $1/G_p = 2$, так как спад усиления на октаву для выбранного транзистора равен около 4,7 дБ.

Таким образом, получили $R_2 = 85$ Ом, $z_2 = 38$ Ом. Электрическая и топологическая схемы рассчитанного усилителя и его АЧХ показаны на рис. 4.14. Усилитель выполнен с использованием МПЛ на поликорковой диэлектрической подложке толщиной 1 мм и $\epsilon = 9,6$. Размеры линий вычислены по формулам гл. 1 (табл. 24). Расчет выполнен для толщины напыленных проводников 10 мкм.

Этот расчет выполнен в предположении, что транзистор однонаправленный. Это позволило отобразить входную его цепь последовательным соединением емкости и сопротивления, а выходную — параллельным. В работе [92] введена функция качества, с помощью которой можно определить погрешность при представлении

транзистора однонаправленным

$$u = |S_{11} S_{22} S_{12} S_{21}| (1 - |S_{11}|^2)^{-1} (1 - |S_{22}|^2)^{-1}.$$

Отношение точного и приближенного коэффициентов усиления при $|S_{11}| < 1$ и $|S_{22}| < 1$ лежит в пределах от $|1 - u|^{-2}$ до $|1 + u|^{-2}$ для любых нагрузок Γ_r и Γ_n , меньших по абсолютной величине, чем $|S_{11}|$ и $|S_{22}|$ соответственно.

Для проведенного расчета

$$u = \frac{0,55 \cdot 1,6 \cdot 0,048 \cdot 0,46}{(1 - 0,55^2)(1 - 0,46^2)} = 0,035; \quad (1 - u)^{-2} = 1,074;$$

$$(1 + u)^{-2} = 0,934.$$

Таблица 24

Линия	Длина		Волновое сопротивление, Ом	Ширина, мм
	Электрическая λ_0	Геометрическая, мм		
l_a	0,063	0,7	50	0,98
l_b	0,112	1,3	50	0,98
$l_{ш12}$	0,14	1,9	120	0,5
l_3	0,05	1	200	—
l_1	0,21	2,42	42	1,32
l_2	0,21	2,4	38	1,6
R_2^{**}	—	1,36	—	1,6

* Проволока, расположенная над диэлектриком. Подбирают экспериментально.
** $R_2 = 0,82$ Ом.

Ошибка мала и составляет $\pm 7\%$ или $\pm 0,3$ дБ. Исследования макета усилителя дали следующие результаты [154]: зависимость усиления от внешней температуры при постоянном смещении равнялась 0,07 дБ/градус; отклонение фазы коэффициента передачи от линейной не более $\pm 14^\circ$; при увеличении тока стоков $I_{c,н}$ до 50 мА максимальная выходная мощность при уменьшении коэффициента усиления на 1 дБ равнялась $+13$ дБ мВт на $f = 10$ ГГц; перекрестная модуляция третьего порядка на частоте $f = 10$ ГГц составила $+26$ дБ мВт.

4.3. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Быстрое развитие технологии полупроводниковых приборов позволило заменить лампу бегущей волны при выходной мощности 10 Вт полупроводниковым усилителем. Отдельные образцы усилителей имеют выходную мощность до 50 Вт [138].

Для улучшения параметров усилителей мощности (УМ) транзисторы выполняют с многоячейковой структурой или с внутренним согласованием, а также применяют сумматоры мощности.

Различные технологические и конструктивные особенности позволяют создать условия, когда требуемая мощность СВЧ в несколько раз превышает мощность одного транзистора. Различают три основных способа суммирования: с помощью многополюсных схем, многоэлементной антенной решетки и общего резонатора. Первый способ суммирования подробно рассмотрен в работе [4]. Складываемые сигналы должны иметь разные частоты, близкие по амплитуде и различающиеся по определенному закону начальные фазы [52].

Процессу суммирования предшествуют процессы деления и усиления мощности или синхронизация полупроводниковых генераторов СВЧ [128]. Синхронизация автогенераторов СВЧ основана на явлении захватывания частоты. Внешний

сигнал с частотой $\omega_c = n\omega_0/m$, близкой частоте автоколебаний ω_0 или связанной с ней через натуральные числа n и m , воздействует на автогенератор и приводит к подгитарному ω_0 к ω_c до тех пор, пока не произойдет захватывание. Наличие интенсивных высших гармонических составляющих в спектре колебаний существенно влияет на эффективность синхронизации. Второй способ суммирования рассмотрен в работе [5]. Третий способ суммирования применяется только в СВЧ-генераторах на диодах, расположенных в общем резонаторе (рис. 4.15).

Во время работы некоторое число суммируемых каналов может выйти из строя. При этом суммарная мощность из-за разбавления амплитуд и фаз уменьшится не на величину мощности отказавших каналов, а на большую. Для исключения этого иногда применяют в сумматорах переключающие элементы [52].

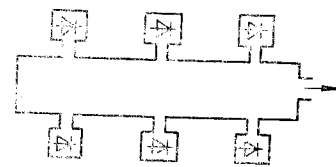


Рис. 4.15. Схема сложения мощности в СВЧ генераторах на диодах, расположенных в общем резонаторе

Работа сумматора определяется коэффициентом, равным отношению мощности в нагрузке P_H к сумме номинальных мощностей всех генераторов $P_{гв.ном}$ [52]:

$$K_H = P_H / \left(\sum_{k=1}^n P_{гв.ном} \right)$$

Усилители мощности в интегральном исполнении чаще всего строят на биполярных или полевых транзисторах. Для выбора транзисторов в УМ их сравнивают по максимальной выходной мощности и способу отвода тепла от прибора. При расчете УМ математическая модель транзистора имеет отличия от модели для малошумящих усилителей. Приближенно S -параметры транзистора в режиме большого сигнала можно определить как отношение первых гармоник падающих и

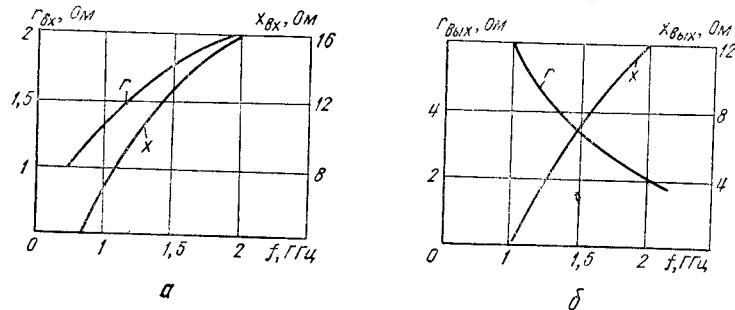


Рис. 4.16. Частотные зависимости входного (а) и выходного (б) сопротивлений транзистора KT919A

отраженных волн напряжения при удовлетворительной фильтрации высших гармоник, причем S -параметры зависят не только от частоты, но и амплитуды сигнала. Поэтому в таком режиме чаще всего определяют входное и выходное сопротивления ($z_{вх,тр}$, $z_{вых,тр}$) транзистора. Согласование различных сопротивлений между собой подробно описано в данной главе для малошумящих усилителей. Измерение в СВЧ диапазоне $z_{вх,тр}$, $z_{вых,тр}$ описано в работе [52]. Эти сопротивления являются функцией двух параметров: частоты f и мощности входного сигнала $P_{вх}$. На рис. 4.16 показаны эти зависимости для биполярного транзистора KT919A [52].

Нагрузочная характеристика УМ — это зависимость мощности в нагрузке P_H от сопротивления нагрузки или ее коэффициента отражения Γ_1 . Ее строят на круговой диаграмме сопротивлений в виде линий, проходящих через точки, которым соответствуют постоянные значения мощности P_H ($\Gamma_1 = \text{const}$), в согласованном режиме работы по входу при постоянных мощностях входного сигнала $P_{вх}$ и напряжения питания [52]. При $k = (P_H/P_{н.макс}) = \text{const}$ годограф функции

Рис. 4.17. Нагрузочные характеристики мощного СВЧ-транзистора

Γ_1 есть окружность радиусом

$$R = \frac{\sqrt{1 - (k/\alpha)(1 - |S_{22}|^2)}}{1 + (k/\alpha)|S_{22}|^2}$$

где $\alpha = 1 - |S_{22}|^2$.

Центр окружности расположен на прямой, проходящей через центр круговой диаграммы и точку S_{22}^* . Расстояние от центра диаграммы до центра окружности [52]

$$R_H = \frac{(k/\alpha)|S_{22}|}{1 + (k/\alpha)|S_{22}|^2}$$

На рис. 4.17 построены нагрузочные характеристики мощного СВЧ-транзистора с $S_{22} = 0,5 \angle -45^\circ$, которые верны только для определенной входной мощности.

Нелинейные свойства транзисторного УМ можно оценить по амплитудной $P_{вых}$ ($P_{вх}$) и фазоамплитудной $\Delta\varphi_{вых}$ ($P_{вх}$) характеристикам при заданной частоте

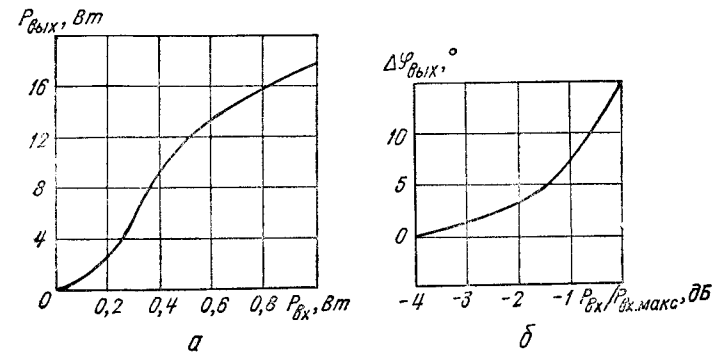


Рис. 4.18. Амплитудная (а) и фазоамплитудная (б) характеристики транзистора KT913B

те входного сигнала, где $P_{вх}$ и $P_{вых}$ — мощности, соответствующие амплитудам первых гармоник входного и выходного сигналов. Эти характеристики обычно определяют экспериментально. На рис. 4.18 показаны также характеристики для трехкаскадного усилителя на транзисторе KT913B ($f = 1$ ГГц) в схеме СЭ [52].

4.4. ДИОДНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ

В диодных генераторах в основном используют лавинно-пролетные диоды (ЛПД) и диоды Ганна (ДГ) [52; 59; 84; 128].

Генераторы на ЛПД. В ЛПД его p - n -переход можно условно разделить на слой умножения и два запирающих слоя. При подаче постоянного обратного напряжения и при напряжении, ниже пробивного, ток диода очень мал, причем все приложенное напряжение выделяется на слое умножения и запирающем слое. При повышении напряжения до пробивного происходит процесс лавинного пробоя запирающего слоя (p - n -переход) и ток резко возрастает. Дальнейшее увеличение напряжения выводит диод из строя. Схема включения ЛПД в резонансный контур показана на рис. 4.19.

Первичные флуктуации в контуре в виде переменного напряжения добавляются к постоянному напряжению пробоя, и в положительный полупериод ток диода резко возрастает. Выбирая толщину запирающего слоя, можно сдвинуть момент мак-

сумма инжекционного тока от момента максимальной амплитуды положительного полупериода флукуационного тока на 90° . В двухпролетном ЛПД к соответствующим полюсам движутся электроны и дырки, а в однопролетном — только электроны. Длина пролетной области создает дополнительный сдвиг фаз между импульсом тока и напряжением на 90° , что в сумме обеспечивает сдвиг на 180° .

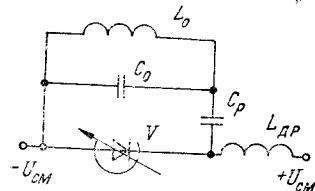


Рис. 4.19. Схема включения ЛПД в резонансный контур L_0C_0

Такой режим способствует тому, что сгустки электронов, двигаясь в тормозящем высокочастотном поле, отдают в контур свою энергию, т. е. диод представляет собой динамическое отрицательное сопротивление. Такой режим называется IMPATT.

На рис. 4.20, а показана эквивалентная схема ЛПД в режиме ИМ. Для расчетов применяют схему, показанную на рис. 4.20, б [52]. Комплексная проводимость диода [52]:

$$Y_d = G_d + jB_d = (a + jb)/(s + jd),$$

где $a = 1 - \omega^2 LC$; $b = \omega C (R_1 + R_2)$; $s = R_1 + R_3 - \omega^2 LC (R_2 + R_3)$; $d = \omega (L + R_1 R_2 C + R_1 R_3 C + R_2 R_3 C)$; $R_1 = R_{10} (1 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2)$ — активное нелинейное сопротивление; R_2 — отрицательное активное сопротивление; R_3 и C — постоянные сопротивление и емкость; $L = L_{10} (1 + b_1 U_1 + b_2 U_1^2)$ — нелинейная индуктивность; R_{10} и L_{10} — параметры при малом сигнале; a_1, a_2, b_1, b_2 — постоянные

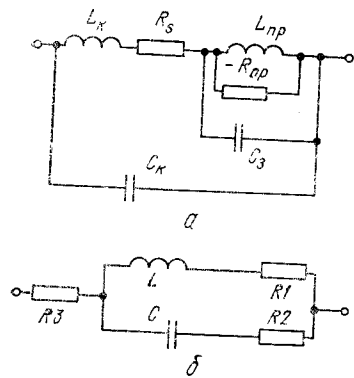


Рис. 4.20. Эквивалентная схема (а) ЛПД в ИМ режиме (L_{np}, R_{np} — элементы пролетного участка; C_3 — зарядная емкость обратно смещенного $p-n$ -перехода; R_k — сопротивление активных потерь; L_k — индуктивность выводов, C_k — емкость корпуса) и схема ЛПД, используемая в расчетах (б)

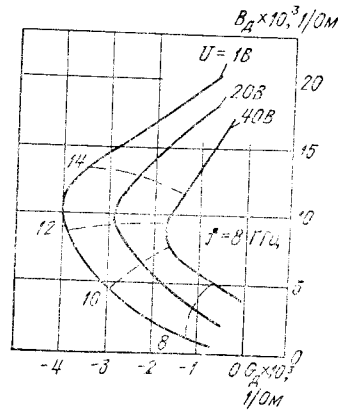


Рис. 4.21. Зависимость комплексной проводимости ЛПД (G_d и B_d) от частоты и амплитуды сигнала

коэффициенты; U_1 — амплитуда напряжения первой гармоники сигнала, приложенного к ЛПД.

На рис. 4.21 показана зависимость G_d и B_d от частоты и амплитуды сигнала [52] для ЛПД с параметрами: $R_{10} = 22 \text{ Ом}$; $R_2 = -14 \text{ Ом}$; $R_3 = 58 \text{ Ом}$; $C = 0,2 \text{ пФ}$; $L_{10} = 2,5 \text{ нГн}$; $a_1 = 10^{-3} \text{ 1/В}$; $a_2 = 8 \cdot 10^{-6} \text{ 1/В}^2$; $b_1 = 3 \cdot 10^{-2} \text{ 1/В}$; $b_2 = 7 \cdot 10^{-5} \text{ 1/В}^2$.

При подмагничивании ЛПД к диоду с возмущением сигнала коэффициент отражения

$$\Gamma = (1 - zY_d) / (1 + zY_d).$$

Коэффициент усиления мощности [52]

$$K_p = |\Gamma|^2 = \frac{(1 - zG_d)^2 + z^2 B_d^2}{(1 + zG_d)^2 + z^2 B_d^2}.$$

Фаза коэффициента отражения [52]

$$\Phi_r = \text{arctg} \frac{2B_d}{z(G_d^2 + B_d^2 - (1/z^2))}.$$

Колебательная мощность первой гармоники сигнала [52]

$$P_1 = 0,5 U_1^2 |G_d|.$$

Генераторы на ЛПД в дециметровом и длинноволновой части сантиметрового диапазона выполняют гибридно-интегральными. Электрическая перестройка таких генераторов осуществляется с помощью варикапов, ЖИГ резонаторов (железотриггеров гранат) и изменением тока смещения ЛПД. Их недостаток — большой шум.

Генераторы на диодах Ганна (ГДГ) [52; 84; 98; 128]. Диод с междолинным переходом электронов (диод Ганна) — это однородная пластина из полупроводникового соединения с двумя омическими контактами. Зона проводимости, например, арсенида галлия, состоит из центрального минимума (нижняя долина) и нескольких боковых минимумов (верхние долины), причем электроны в этих долинах имеют неодинаковые свойства: в нижней они обладают высокой подвижностью («легкие» электроны), в верхней менее подвижны («тяжелые»). При отсутствии внешнего поля электроны практически не переходят из нижней долины, так как тепловой энергии для этого мало. Внешнее постоянное напряжение заставляет электроны переходить в верхнюю долину.

На неоднородностях полупроводника возникают слои объемного заряда (домены), напряженность поля в которых выше, чем вне их. Домены возникают вблизи катода и движутся к аноду, при этом распределение электрического поля в пластине ДГ становится нестационарным. Режимы работы ГДГ зависят от параметров, схемы включения диода, характеристик резонаторов, питания и т. д. Наиболее часто применяют режимы: доменный, ограниченного накопления объемного заряда (ОНОЗ или в английской терминологии LSA) и гибридный [128].

В доменном пролетном режиме через ДГ движутся полностью сформированные домены от катода к аноду, причем каждый новый домен возникает в момент исчезновения предыдущего на аноде. Условия этого режима: добротность резонатора низкая, амплитуда СВЧ напряжения на диоде мала по сравнению с напряжением питания. В результате через нагрузку протекают короткие импульсы тока и выходная мощность мала.

В режимах, когда добротность резонатора велика, а амплитуда СВЧ напряжения на ДГ соизмерима с напряжением питания, результирующее напряжение на диоде в течение части периода колебаний ниже порогового. Если домен успевает сформироваться за период СВЧ колебаний, то возможны два режима: с задержкой или с подавлением доменов. В режиме с задержкой доменов — собственная частота резонатора ниже пролетной частоты, в режиме с подавлением — собственная частота резонатора выше пролетной. Сформированные вблизи катода домены рассыпаются, не дойдя до анода, и ДГ ведет себя как устойчивое отрицательное сопротивление. Указанный режим широко применяют, так как в диапазоне частот $1 \dots 100 \text{ ГГц}$ при КПД = $6 \dots 8 \%$ генератор имеет величину произведенной генерируемой мощности на квадрат частоты $P_{\text{в}} f^2 = 5 \cdot 10^3 \text{ Вт} \cdot \text{ГГц}^2$, когда теоретически достижима величина около $10^4 \text{ Вт} \cdot \text{ГГц}^2$ [128].

Для режима ОНОЗ амплитуда СВЧ напряжения настолько высокая, что в каждый период колебаний полное напряжение на диоде становится ниже критического. Поле вдоль образца приближается к однородному, если за отрезок времени, когда полное напряжение выше критического, домены не успевают сформироваться. ДГ работает как отрицательное сопротивление. Для ОНОЗ ДГ должны иметь определенные характеристики, а резонансные системы должны быть более сложными, чем в доменном режиме.

Для режима ОНОЗ $P_{\text{в}} f^2 = 10^3 \text{ Вт} \cdot \text{ГГц}^2$ в диапазоне $10 \dots 150 \text{ ГГц}$ при КПД = 14% в одноконтурном ГДГ и до 30% в многоконтурном [128]. Гибридно-

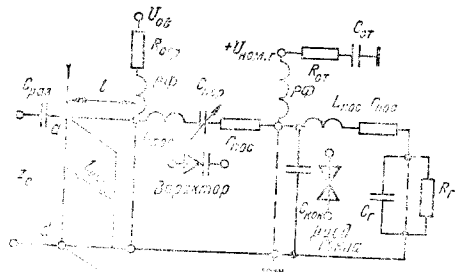


Рис. 4.22. Эквивалентная схема генератора на диоде Гайна (ГДГ)

при включении варактора (диода с управляемой емкостью) в резонансную схему генератора [98]. Предполагают, что ДГ работает в режиме подавления доминирующего эквивалентной сосредоточенной емкостью C_r . Сопротивление R_r имеет величину от нескольких десятков до нескольких сотен Ом, а C_r — десятые доли пикофарады. Варактор используется как емкость, величина которой зависит от отрицательного смещения $U_{0,в}$. Колебательная система ГДГ включает в себя все реактивные элементы ДГ: последовательную индуктивность $L_{пос}$, емкость контактов $C_{кон}$, емкость диода C_r , реактивные элементы варактора (индуктивность $L_{пос,в}$, емкость перехода $C_{пер}$), а также настроенно-согласующую сек-

цию (отрезок l выходной линии, разомкнутый параллельный шлейф $I_{шт}$); $R\Phi$ — режекторный фильтр по питанию. Расстояние l от варактора до шлейфа выбирают таким, чтобы действительная часть выходной проводимости ГДГ базировалась на волновой проводимости линии, а расстояние $l_{шт}$ — чтобы выполнялось условие сопряженного согласования. Цель $R_{ст}$, C_c стабилизирует питание ДГ, а $R_{гтр}$ ограничивает ток в цепи варактора. $C_{ра}$ изолирует цепи питания варактора по постоянному току от цепи СВЧ ГДГ.

Минимум частотных шумов на 30 дБ выше уровня амплитудных и соизмерим с частотными шумами квантронна; при сдвиге от несущей на 100 кГц — 100 дБ, на 10 МГц — 180 дБ, причем в режиме ОИОЗ шум меньше [128].

На рис. 4.22 показана эквивалентная схема ГДГ с перестройкой частоты при помощи последовательной емкости [98].

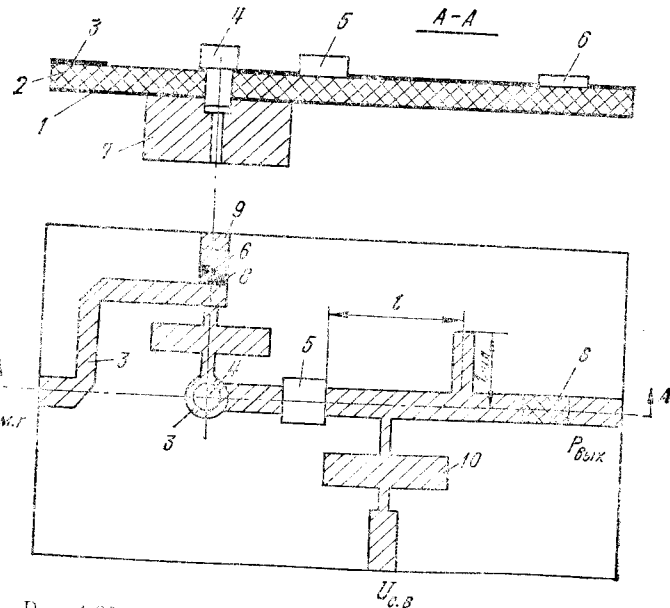


Рис. 4.23. Конструкция микроплатового генератора на диоде Гайна:

1 — проводящая земляная поверхность; 2 — подложка; 3 — микроплатовый варактор; 4 — ДГ в герметичном корпусе; 5 — бескорпусный варактор; 6 — конденсатор; 7 — термистор; 8 — индуктивный резистор; 9 — перемычка на землю по торцу подложки; 10 — развязывающий СВЧ режекторный фильтр

цию (отрезок l выходной линии, разомкнутый параллельный шлейф $I_{шт}$); $R\Phi$ — режекторный фильтр по питанию. Расстояние l от варактора до шлейфа выбирают таким, чтобы действительная часть выходной проводимости ГДГ базировалась на волновой проводимости линии, а расстояние $l_{шт}$ — чтобы выполнялось условие сопряженного согласования. Цель $R_{ст}$, C_c стабилизирует питание ДГ, а $R_{гтр}$ ограничивает ток в цепи варактора. $C_{ра}$ изолирует цепи питания варактора по постоянному току от цепи СВЧ ГДГ.

На рис. 4.23 показана конструкция ГДГ [98]. Тепловод необходим для рассеяния мощности диода 2...10 Вт ($U_{ном,г} = 6...12$ В, $I_{р,г} = 0,15...1,2$ А).

Относительное изменение емкости варактора [98]

$$\gamma = (C_1 - C_2)/(C_1 + C_2),$$

где $C_1 = C_{пер}$ — максимальная, C_2 — минимальная.

Диапазон перестройки частоты ГДГ зависит как от γ , так и от степени связи $C_{пер}$ и контуром ГДГ. Степень связи характеризуется СВЧ мощностью $P_{в}$, которая рассеивается в сопротивлении $r_{пос}$ за счет общей мощности P_r , генерируемой ДГ. Выходная мощность ГДГ $P_{г,вых} = P_r - P_{в}$. Диапазон перестройки определяют по формуле [98]

$$\Delta f_{эл}/f_{г0} = \gamma/(1 + q); \quad q = (P_{г,вых} Q_{н0})/(P_{в} Q_{в}),$$

где $Q_{в} = 1/(\omega r_{пос} C_{пер})$ — добротность варактора; $Q_{н0}$ — нагруженная добротность контура генератора без учета варактора.

У известных варакторов $\gamma = 0,3...0,5$; $Q_{в} = 10...30$ при $f_r = 10$ ГГц; $Q_{н0}$ имеет величину того же порядка, что и $Q_{в}$. Если $P_{в} = P_{г,вых}$, $q = 1$, $\gamma = 0,4$, то $\Delta f_{эл}/f_{г0} = 20\%$. Шум ГДГ тем меньше, чем выше добротность $Q_{н0}$, что приводит к уменьшению диапазона перестройки. Наименьшим шумом обладают электрически не перестраиваемые ГДГ.

Глава 5

ДИОДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ДЕТЕКТОРЫ

5.1. СМЕСИТЕЛЬНЫЕ И ДЕТЕКТОРНЫЕ ДИОДЫ

Режимы работы. Математические модели диодов. В смесителях, модуляторах одной боковой полосы, транспонаторах-переносчиках частоты и детекторах СВЧ, выполненных по гибридно-интегральной технологии, наиболее распространены диоды Шоттки. Детекторные и смесительные диоды с барьером Шоттки (ДБШ) во многом аналогичны друг другу и отличаются только режимами работы. Детекторные диоды применяются в широкополосных СВЧ приемниках прямого усиления. Они работают обычно в режиме квадратичного детектирования, т. е. с малыми входными сигналами [93]. На смесительные диоды помимо малого сигнала подается большое напряжение гетеродина. Режимы работы диодов и их математические модели строят с учетом требований, предъявляемых к устройствам.

К смесителям предъявляются следующие требования: высокая чувствительность (определяющая обнаружительную способность приемника), характеризующаяся малым коэффициентом шума, что соответственно требует минимальных потерь преобразования смесителя и собственных шумов активных элементов; широкая полоса рабочих частот, которая в основном зависит от конструкции смесителя; хорошее подавление левого сигнала, принимаемого по зеркальному каналу, а также комбинационных составляющих спектра сигнала, что в свою очередь требует большой развязки между полосами смесителя; большой динамический диапазон принимаемых сигналов, который зависит как от активных элементов, так и от самого построения смесителя; низкая требуемая мощность гетеродина, которая определяется качеством диодов, режимом работы и конструктивным исполнением смесителя.

Чувствительность детектора слабых сигналов зависит от следующих факторов: КПД выпрямления, входного и выходного сопротивлений и шумовых свойств

диола, полосы пропускания и шумовых свойств последующего видеоусилителя, согласующих устройств.

В расчетах смеситель представляют квазилинейным шестиполосником. Запишем систему уравнений для матрицы проводимости смесительного диода, представленного в виде эквивалентного линейного пассивного шестиполосника, учитывающего только три частоты: сигнала, промежуточную (ω_n) и зеркальную [72]

$$\begin{bmatrix} I_c \\ I_n \\ I_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 + j\omega C_0 & g_1 + j\omega C_1 & g_2 + j\omega C_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 - j\omega C_2 & g_1 - j\omega C_1 & g_0 - j\omega C_0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_c \\ U_n \\ U_3^* \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

в которой предполагается, что $\omega_n \ll \omega$, и поэтому частоты сигнального и зеркального каналов равны ω ; g_n и C_n — коэффициенты активной и емкостной составляющих матрицы проводимости; ω — частота гетеродина.

Коэффициент передачи $K_U = U_n/U_c$ и входную проводимость смесительного диода $Y_{вх} = I_c/U_c$ определяют при согласованной нагрузке по промежуточной частоте (ПЧ) Y_n и нагрузке по зеркальному каналу Y_3 . Подставив в систему уравнений (5.1) $I_n = -Y_n U_n$, $I_3^* = -Y_3 U_3$, получим

$$\begin{bmatrix} I_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 + j\omega C_0 & g_1 + j\omega C_1 & g_2 + j\omega C_2 \\ g_1 & g_0 + Y_n & g_1 \\ g_2 - j\omega C_2 & g_1 - j\omega C_1 & g_0 - j\omega C_0 + Y_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_c \\ U_n \\ U_3^* \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

из которой $U_n = -I_c \Delta_{12}/\Delta_c$; $U_c = I_c \Delta_{11}/\Delta_c$; $K_U = -\Delta_{12}/\Delta_{11}$; $Y_{вх} = \Delta_c/\Delta_{11}$, где Δ_c — детерминант; Δ_{11} , Δ_{12} — алгебраические дополнения матрицы проводимости (5.2).

Аналогично можно получить систему уравнений для выходной проводимости диода [108]

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 + j\omega C_0 + Y_c & g_1 + j\omega C_1 & g_2 + j\omega C_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 - j\omega C_2 & g_1 - j\omega C_1 & g_0 - j\omega C_0 + Y_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_c \\ U_n \\ U_3^* \end{bmatrix}, \quad (5.2a)$$

из которой находят выходную проводимость $Y_{вых} = \Delta_{11}/\Delta_{22}$. При коротком замыкании (КЗ) по зеркальному каналу, т. е. при $Y_3 = \infty$, полное сопротивление смесителя по ПЧ более низкоомное, чем при согласованном, и тем более при разомкнутом канале зеркальной частоты, и часто не требует согласования с предусилителем ПЧ (ПУПЧ). В этом случае коэффициент шума смесителя с ПУПЧ меньше, хотя теоретически потери преобразования смесителя при разомкнутом канале зеркальной частоты меньше, чем при короткозамкнутом. В этом случае диод представляет собой симметричный четырехполосник и его входная проводимость на промежуточной частоте [73]: $Y_{вх} = Y_n^*$. Следует отметить, что ограничение числа пар полосов (до трех) эквивалентно замыканию цепей всех гармоник и боковых частот. Определим коэффициенты матрицы проводимости. Так, протекающий через диод с барьером Шотки,

$$I = i_0 [\exp(\alpha U) - 1], \quad (5.3)$$

где i_0 , α — параметры диода; U — приложенное к диоду напряжение

$$U = U_0 + U_1 \cos(\omega t), \quad (5.4)$$

U_0 — напряжение постоянного смещения; U_1 — амплитуда напряжения гетеродина с частотой ω .

Так как дифференциальная проводимость $g = \partial I/\partial U$, то для слабого сигнала

$$g = \alpha i_0 [\exp(\alpha U_0)] [\exp(\alpha U_1 \cos \omega t)] = \alpha i_0 \exp(\alpha U_0) \left[B_0(\alpha U_1) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} B_n(\alpha U_1) \cos(n\omega t) \right], \quad (5.5)$$

где B_n — модифицированная функция Бесселя первого рода n -го порядка; коэффициенты активной составляющей матрицы проводимости

$$g_n = \alpha i_0 \exp(\alpha U_0) B_n(\alpha U_1). \quad (5.6)$$

Влияние режимов работы диода на входное и выходное сопротивления и потери преобразования смесителя рассмотрено в книге [83]. На высоких частотах СВЧ диапазона часто приходится учитывать не только активную, но и емкостную составляющую нелинейной проводимости диода. Емкостную составляющую коэффициентов матрицы проводимости можно получить, если вольт-фарадную характеристику (ВФХ) диода Шотки представить тригонометрическим рядом [116]. Так как ВФХ

$$C = C_k [V_{бар}/(V_{бар} - U)]^\mu, \quad (5.7)$$

где C_k — емкость контакта диода Шотки без приложенного напряжения; $V_{бар}$ — потенциальный барьер; μ — параметр диода ($\mu = 1/2 \dots 1/3$ в зависимости от характеристики контакта), то в общем виде выражение для емкости контакта

$$C = \frac{C_k}{\Gamma(\mu)} \left(\frac{V_{бар}}{V_0} \right)^\mu \left[\int_0^{\infty} B_0 \left(\frac{U_1 x}{V_0} \right) \frac{dx}{x^{(1-\mu)e^x}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{\infty} B_n \left(\frac{U_1 x}{V_0} \right) \frac{dx}{x^{(1-\mu)e^x}} \cos(n\omega t) \right],$$

где $V_0 = V_{бар} - U_0$; $\Gamma(\mu)$ — гамма-функция от μ ; x — переменная интегрирования.

Емкостная составляющая коэффициентов матрицы проводимости для $\mu = 1/2$

$$C_n = C_k \sqrt{2V_{бар}/\pi} \sqrt{U_1} \Theta_{n-1/2}(V_0/U_1),$$

где $\Theta_{n-1/2}(V_0/U_1)$ — присоединенная функция Лежандра второго рода нулевого порядка степени $(n - 1/2)$ аргумента (V_0/U_1) , которая частично табулирована в таблицах [121].

Параметры детектора можно определить, используя гармонический анализ протекающего через диод тока [110]. Записывая ВАХ контакта диода в общем виде $I_k = f(u_k)$ и разлагая ее в ряд Тейлора, например, в точке E_0 при $u_k = E_0 + U_k \cos(\omega t)$ ($E_0 \gg U_k$), что соответствует короткому замыканию, получаем

$$i_k = f(u_k)|_{u_k=E_0} = f(E_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_k^n \cos^n(\omega t)}{n!} f^{(n)}(E_0), \quad (5.8)$$

где $f^{(n)}(E_0)$ — n -я производная i_k по u_k в точке E_0 .

Из выражения (5.8) выделим постоянную составляющую тока диода. Она определяется постоянными слагаемыми членов с четными степенями косинусов, которые получаются при преобразовании степенной тригонометрической функции в полный тригонометрический функций от n -го аргумента

$$\Delta I = |I_n - i_0| = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{U_k^{2(m+n)}}{2^{m+n} m! n!} f^{(2(m+n))}(E_0),$$

где $i_0 = f(E_0)$.

Амплитуда первой гармоники тока диода определяется соответствующими слагаемыми членов ряда Тейлора с нечетными степенями косинуса

$$I_1 = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{U_K^{(1+2m)}}{a^{(1+2m)}} f^{(1+2m)}(E_0) \cos(\omega t)$$

при $a_1 = 1, a_2 = 4, a_3 = 8, a_4 = 64, a_5 = 192, a_6 = 2304$ и т. д. В дальнейшем будем использовать сокращенную запись $f^{(n)}(E_0) = f^{(n)}$. Пренебрегая в выражении (5.8) всеми гармониками выше первой, запишем ток, протекающий через диод,

$$i_K - i_0 = \left(\frac{U_K^2}{4} f^{(2)} + \frac{U_K^4}{64} f^{(4)} \right) + \left(U_K f^{(1)} + \frac{U_K^3}{8} f^{(3)} \right) \cos(\omega t).$$

Выпрямленный ток

$$\Delta I = \frac{1}{4} \left(U_K^2 f^{(2)} + \frac{U_K^4}{16} f^{(4)} \right), \quad (5.9)$$

ток первой гармоники

$$I_1 = \left(U_K f^{(1)} + \frac{U_K^3}{8} f^{(3)} \right) \cos(\omega t). \quad (5.10)$$

Мощность СВЧ, поступающая на детекторный диод,

$$P_{\text{СВЧ}} = \frac{1}{2} U_K \left(U_K f^{(1)} + \frac{U_K^3}{8} f^{(3)} \right) = \frac{1}{2} U_K^2 \left(f^{(1)} + \frac{U_K^2}{8} f^{(3)} \right). \quad (5.11)$$

Токовая чувствительность

$$\beta = \Delta I / P_{\text{СВЧ}} = \left(f^{(2)} + \frac{U_K^2}{16} f^{(4)} \right) / \left(2(f^{(1)} + U_K^2 f^{(3)} / 8) \right).$$

Квадратичный режим работы диода соответствует выполнению условия

$$U_K^2 \gg U_K^4 f^{(4)} / f^{(2)} \quad \text{или} \quad 1 \gg U_K^2 f^{(4)} / f^{(2)}. \quad (5.12)$$

Следовательно, чувствительность по току для малого сигнала, полностью поступающего на детекторный диод (т. е. детектор с коротким замыканием в виде нелинейного сопротивления контакта R_K), работающий на квадратичном участке ВАХ,

$$\beta = \frac{1}{2} (f^{(2)} / f^{(1)}) \left(1 + U_K^2 f^{(4)} / 16 f^{(2)} - U_K^2 f^{(3)} / 8 f^{(1)} \right), \quad (5.13)$$

где $\beta_m = \frac{1}{2} f^{(2)} / f^{(1)}$ — токовая чувствительность для малого сигнала.

Чувствительность по напряжению γ связана с токовой чувствительностью следующим выражением: $\gamma = \beta (R_{\text{вых}} + R_s)$, где R_s — сопротивление растекания. При больших сигналах АЧХ диода аппроксимируется линейной функцией, при малых сигналах возможна квадратичная аппроксимация. Однако обычно ДБШ описывается выражением (5.3). При расчетах детекторов используют менее точную аппроксимацию вида [110]

$$I_d = I_p [\alpha (U_d - U_p)], \quad (5.14)$$

где I_p и U_p — координаты одной точки ВАХ, выбираемой в рабочей области из условия наилучшего совпадения этой аппроксимации и реальной ВАХ.

Дифференциальная проводимость контакта

$$G_d = dI/dU = \alpha i_0 \exp(\alpha U) = \alpha (I + i_0).$$

Обычно $I \gg i_0$ и $G_d = \alpha I$. В отсутствие внешнего напряжения смещения $G_d = G_0 = \alpha i_0$. Дифференциальное сопротивление $R_0 = 1/\alpha i_0$. Величины параметров α, L_0 и R_0 для типичных ВАХ ДБШ приведены в табл. 25, из которой видно, что ДБШ без внешнего напряжения смещения имеют высокое дифференциальное

сопротивление. Входное сопротивление, являющееся дифференциальным сопротивлением при наличии сигнала, резко уменьшается при его увеличении. Следовательно, детектирование на этих диодах возможно лишь при достаточно большом СВЧ-сигнале (обычно порядка милливатта). При меньших сигналах требуется внешнее напряжение смещения. При прямом смещении диодов током 0,2...10 мкА чувствительность ДБШ резко возрастает. При согласовании диодов необходимо учитывать изменение входного сопротивления. Уменьшения дифференциального сопротивления и устранения необходимости внешнего смещения добиваются снижением высоты барьера Шотки при изготовлении диодов. Известно [155], что чувствительность по напряжению при нулевом смещении обратно пропорциональна i_0 . При высокой чувствительности R_0 велико и реальная чувствительность детектора из-за отсутствия согласования диода с линией очень низкая, поэтому i_0 увеличивают, а R_0 приближают к 50 Ом. Следует учесть, что R_0 сильно зависит от

Таблица 25

Тип ДБШ	$\alpha, 1/V$	i_0, A	$R_0, \text{Ом}$
Идеальный *	39	10^{-14}	$2,5 \cdot 10^{12}$
Арсенид-галлиевый *	33	$2 \cdot 10^{-13}$	$1,5 \cdot 10^{11}$
Кремниевый *	39,2	10^{-8}	$2,55 \cdot 10^6$
3А112	35	10^{-13}	$2,85 \cdot 10^{11}$
2А116А	30,2	$3 \cdot 10^{-9}$	$1,1 \cdot 10^7$

* Типовой.

температуры (вследствие зависимости от температуры α и i_0), поэтому и реальная чувствительность также сильно зависит от температуры. На практике выбирают $R_0 \approx 1...2$ кОм, что соответствует $i_0 \approx 10$ мкА [169].

Смещение для ДБШ используют не только в детекторах, но и в смесителях. Положительное смещение в смесительных диодах применяют, когда необходимо понизить мощность гетеродина. Однако при некотором усложнении конструкции смесителя со смещением улучшаются также другие параметры: уменьшается зависимость входного сопротивления смесительного диода от мощности гетеродина [71], а также увеличивается величина подавления комбинационных частот при сохранении оптимальных потерь преобразования [116]. Применение в качестве источника постоянного смещения генератора тока или напряжения увеличивает зависимость КСВ от изменения напряжения гетеродина, а в последнем случае — и от колебаний питающего постоянного напряжения.

Использование резисторной цепи смещения (рис. 5.1, а) позволяет получить слабую зависимость входного сопротивления смесителя в большом диапазоне изменения мощности гетеродина (P_T) [71]. Выражения для приближенных вычислений значений сопротивлений цепи смещения

$$R_1 = n \{ \mu_2 Q_2 S + p [F_1 \ln(\alpha i_0 \rho) + F_2] / [g_2 (\rho \Delta U - S)] \}; \quad (5.15)$$

$$R_2 = R_1 \mu_2 [\alpha (U_0/n) + Q_2] / [g_2 (R_1/n) - \mu_2 Q_2], \quad (5.16)$$

где $S = F_1 [\alpha (U_0/n) + \ln(\alpha i_0 \rho)] + F_2$; $p = \mu_2 [\alpha (U_0/n) + Q_2]$; $Q_2 = \ln(\alpha i_0 \rho) + \ln[\mu_2 B_0 (\alpha U_2)]$; $1/g_2 = \rho$; $F_1 = \ln(U_2/U_1) h$; $\Delta U = U_2 - U_1$; $F_2 \approx (0,42 - \alpha 10^{-2}) \Delta U + 1,63 (U_2^2 - U_1^2) - 0,9 (U_2^3 - U_1^3) + 5 \cdot 10^{-3} (U_2^4 - U_1^4)$; $\mu_2 = h/U_2$; $h \approx 3,99 \cdot 10^{-2} + 10^{-2} (40 - \alpha) + 5,1 \cdot 10^{-5} (40 - \alpha)^2$; ρ — волновое сопротивление подводимой линии; α — параметр, характеризующий ВАХ диодов; i_0 — ток насыщения диода; $B_0(\alpha U)$ — модифицированная функция Бесселя первого рода; U_T — амплитуда напряжения гетеродина на одном диоде; n — число последовательно включенных по постоянному току одинаковых диодов; U_2 и U_1 — максимальное и минимальное значения U_T .

Эти выражения справедливы при следующих условиях: смесители на ДБШ работают в широкополосном режиме, т. е. нагрузка на зеркальной частоте равна нагрузке на сигнальной частоте; максимальное напряжение гетеродина U_2 удовлетворяет неравенству $0 < U_2 < V_{бар} < 1$ В. Выражения (5.15) и (5.16) получены преобразованием выражений для входной проводимости диодов Шотки (5.2), а также аппроксимацией решения, полученного в результате преобразования трансцендентного уравнения. Проверка приближенных выражений проведена по точному трансцендентному отношению входной проводимости g_2 выражению

$$g_2 \exp\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} g/n U_2\right) = n_2 \alpha i_0 \exp\left(\frac{\alpha U_0 R_1}{[R_1 + R_2] n}\right) B_0(\alpha U_2).$$

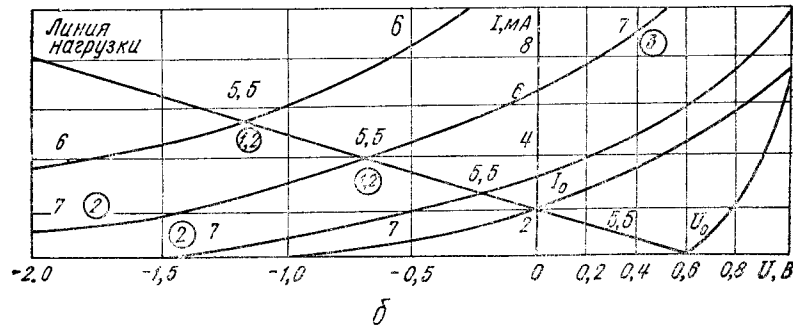
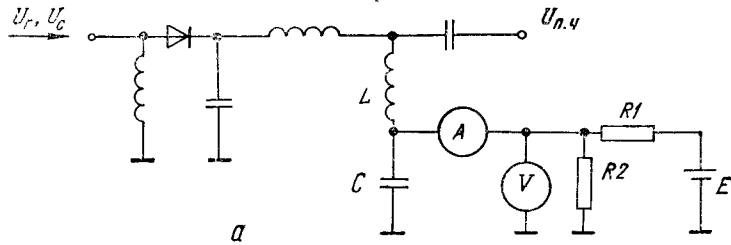


Рис. 5.1. Схема для снятия ВАХ смесителя с резисторной цепью смещения (а) и ВАХ для различных мощностей гетеродина (б) (цифры в кружочках обозначают КСВ, цифры без кружочков — потери преобразования, дБ); E в тексте обозначено U_0 , а U_0 — символом U_n

Значение $1/g_2$ отличается не более чем на 10% от заданного волнового сопротивления подводящей линии передачи ρ , с которой согласован диод. Значения сопротивлений R_1 и R_2 можно также подобрать экспериментально по ВАХ смесителя (рис. 5.1). Сопротивление последовательного резистора $R_1 = U_0 I_0$, где U_0 — напряжение источника постоянного смещения; I_0 — ток в точке пересечения линии нагрузки и оси токов. Он измеряется по миллиамперметру (при большой мощности гетеродина и такой величине R_1), когда напряжение на вольтметре равно нулю. Напряжение в точке пересечения нагрузочной линии с осью напряжения (U_n) измеряется обычно при малых мощностях гетеродина при таких R_2 и R_1 , когда амперметр показывает ток, равный нулю.

Сопротивление шунтирующего резистора $R_2 = U_n R_1 / (U_0 - U_n)$.

На смесительных диодах 2A116A разработан балансный смеситель со смещением, в котором $R_1 \approx 2$ кОм; $R_2 \approx 70$ Ом. Смеситель работает при $P_r \approx 0,5$ мВт. Для расчета резисторной цепи необходимо знать параметры диода (α и i_0). Разброс этих параметров ощутимо влияет на согласование диодов в смесителях и, следовательно, на характеристики устройства. Так как входная проводимость диода ли-

нейно зависит от i_0 , то при расчете смесителя следует выбирать диоды со средним значением параметра i_0 . Входная проводимость диода также зависит от α и растет по экспоненте, поэтому даже незначительный разброс величины α приводит к рассогласованию диода со входом смесителя. Применять следует диоды с малым разбросом параметра α . При расчете смесителя необходимо учесть, что чем больше α , тем меньше входное сопротивление ($R_{вх}$), и наоборот. Если для согласования выбран диод с высоким α (малым $R_{вх}$), то при смене диода на диод с низким α (с

Таблица 26

Тип диода	Таблица 26									
	Частота, Гц	Номинальная мощность гетеродина, мВт	Нормированный коэффициент шума, дБ	Потери преобразования, дБ	Выходное сопротивление, Ом	КСВ	Энергия выгорания, эрг	Максимальная мощность, мВт	Номер списка литературы	
3A110B	15	2,5	7,5	6	210—490	1,6	—	15	[32]	
3A111B	10	3	7	5,5	300—560	1,5	—	50	[32]	
3A112	10	3	7	6	440—640	1,3	—	20	[32]	
3A113A	10	—	7,5	6	—	—	—	2,5		50
3A114A	40	—	9	7	275—825	2,5	6	10	[32]	
2A116A	3	2	7	5,5	250—450	—	0,5	150	[32]	
3A117A	9	3	6	5	220—480	—	—	25	[32]	
2A120A	10	—	7	5,5	200—400	1,8	—	25	[32]	
2A125A	—	—	—	—	—	—	—	—		—
ND587NEC	5	3	1	—	—	—	—	—		[86]
DH37 ThomsonCSF	10	—	5	3,9	—	—	—	—		[86]
CAY18 Mullard	60	—	6	—	—	—	—	—		[86]
HP5082-2713	9,4	1	6	—	200—400	2	10	—		[83]
2SK574 Sony	6	—	1,5	—	—	—	—	—		[86]
BAS22 Mullard	10	—	5	—	—	—	—	—		[86]
MA-4E2810M/ACOM	35	—	5,3	—	—	—	—	—		[86]

высоким $R_{вх}$ подаваемая мощность гетеродина создаст на $R_{вх}$ диода более высокое напряжение (близкое к $V_{бар}$) и рабочая точка диода сместится с рабочего участка. Начнет влиять сопротивление растекания R_s диода, что приведет к возрастанию потерь преобразования. Следовательно, согласование диодов необходимо рассчитывать для параметра α , близкого к минимальному по ТУ.

Основные параметры отечественных и зарубежных смесительных диодов Шотки приведены в табл. 26.

5.2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДЕТЕКТОРОВ И СМЕСИТЕЛЕЙ

Эквивалентная схема обобщенного СВЧ детектора на ДБШ, подключенная к источнику СВЧ колебаний в режиме согласования $R_r = z_0$ (z_0 — волновое сопротивление тракта) и нагруженная на сопротивление $R_{вн}$, изображена на рис. 5.2. Эта схема не отражает топологических особенностей реальной конструкции детектора. Введенные в нее соответствующих трансформаторов можно получить любую реальную схему детектора на ДБШ. Для удобства анализа схему на рис. 5.2 разобьем на две: для переменный и постоянной составляющих (рис. 5.3, а и б). Мгновенные значения ЭДС генератора (e_r), тока генератора (i_r), тока нагрузки

(i_n), тока диода (i_d) и напряжения на контакте (u_k) при условии пренебрежения всеми гармоническими составляющими колебаний выше первой [19; 110]:

$$e_r = E_0 + e_{r\sim} = E_0 + E_{r,a} \cos(\omega t) + E_{r,p} \sin(\omega t);$$

$$i_p = I_{r,a} \cos(\omega t) + I_{r,p} \sin(\omega t); \quad i_d = I_{d,a} \cos(\omega t) + I_{d,p} \sin(\omega t);$$

$$i_n = I_{n,a} \cos(\omega t) + I_{n,p} \sin(\omega t); \quad u_k = U_{ок} + U_k \cos(\omega t),$$

где индексы обозначают: \sim — переменную составляющую; а — активную; р — реактивные составляющие тока или напряжения соответственно.

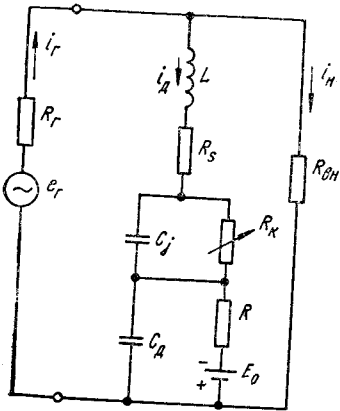


Рис. 5.2. Обобщенная эквивалентная схема СВЧ детектора на ДБШ

Составив уравнения Кирхгофа для комплексных амплитуд первых гармоник и постоянных составляющих токов и напряжений схем (рис. 5.3, а и б), разделив на действительные и мнимые члены и использовав

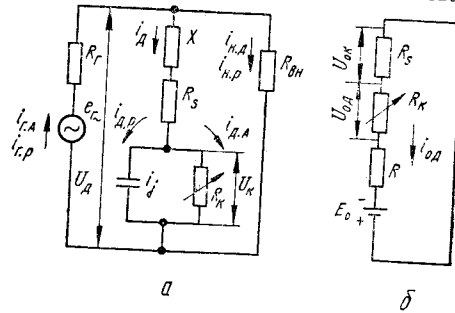


Рис. 5.3. Эквивалентная схема детектора:

а — для переменной составляющей; б — для постоянной составляющей

разложение тока диода в ряд Фурье для детектора на ДБШ с согласованной нагрузкой (СН) $R_{вн}$, получим [110; 116]:

$$E_{r,a} = R_r I_{r,a} + R_{вн} I_{n,a}; \quad E_{r,p} = R_r I_{r,p} + R_{вн} I_{n,p}; \quad R_{вн} I_{n,a} = X I_{d,p} + R_s I_{d,a} + U_k; \quad R_{вн} I_{n,p} = R_s I_{d,p} - X I_{d,a}; \quad X = \omega L; \quad I_{r,a} = I_{d,a} + I_{n,a};$$

$$I_{r,p} = I_{d,p} + I_{n,p}; \quad E_0 = (R_s + R) I_{од} + U_{ок}; \quad I_{од} = I_p e^{\alpha(U_{ок} - U_p)} B_0(\alpha U_k);$$

$$I_{d,a} = 2I_p e^{\alpha(U_{ок} - U_p)} B_1(\alpha U_k); \quad I_{d,p} = -\frac{2\omega C_k}{\Gamma(\mu)} \left(\frac{V_{бар}}{V_0}\right)^\mu \int_0^\infty B_1\left(\frac{U_k x}{V_0}\right) \times$$

$$\times \frac{dx}{x^{(\mu-1)x}};$$

при $\mu = 1/2$ $I_{d,p} = -\frac{2\omega C_k}{\pi} \sqrt{2V_{бар} U_k} \Theta_{1/2}(V_0 U_k)$; $E_{r,a}^2 + E_{r,p}^2 = 8P_{СВЧ} R_r$.

$B_0(y)$, $B_1(y)$ — модифицированная функция Бесселя первого ряда нулевого и первого порядков аргумента y ; $\Theta_{1/2}(V_0 U_k)$ — присоединенная функция Лежандра второго рода нулевого порядка степени $1/2$ аргумента $(V_0 U_k)$; $P_{СВЧ}$ — мощность СВЧ, поступающая на преобразователь (на клеммы рис. 5.2).

При экспоненциальной аппроксимации вида (5.3)

$$I_{од} = i_0 [\exp(\alpha U_{ок}) B_0(\alpha U_k) - 1]; \quad I_{d,a} = 2i_0 \exp(\alpha U_{ок}) B_1(\alpha U_k),$$

а при условии, что емкость контакта не зависит от напряжения, $I_{d,p} = -\omega C_k U_{ок}$.

Используя вышеприведенные уравнения, можно на ЭВМ рассчитать все основные характеристики детектора на ДБШ.

Запишем выражения токовой чувствительности детектора с СН при $R = 0$ и $C_d = \infty$ с точностью до вторых гармоник [24]

$$\beta = \Delta I / P_{СВЧ} = 8q^2 R_r \Delta I / U_k^2 \Omega, \quad (5.17)$$

где $P_{СВЧ} = U_k^2 \Omega / 8q^2 R_r$; $q = R_{вн} / (R_{вн} + R_r)$; $\Omega = [(1 + R_s / R_k) - \omega^2 L C_k]^2 + (\omega R_s C_k + \omega L / R_k)^2$; $R_s = R_s + q R_r$.

С учетом формулы (5.10) получаем $1/R_k = f^{(1)} + U_k^2 f^{(3)} / 8$. Подставим в выражение (5.17) выпрямленный ток (5.9)

$$\beta = q^2 R_r (16f^{(2)} + U_k^2 f^{(4)}) / 8\Omega. \quad (5.18)$$

Токовая чувствительность для работы на квадратичном участке ВАХ ($I = kU_k^2$) согласно условию (5.12)

$$\beta_{кв} = 2q^2 R_r f^{(2)} / \Omega. \quad (5.19)$$

Вычислив производные от тока выражения ВАХ ДБШ (5.1) по напряжению и подставив их в формулы (5.18) и (5.19), получим чувствительность по току преобразователя на ДБШ с согласованной нагрузкой при $R = 0$ [110]

$$\beta = q^2 R_r \alpha^2 (I + i_0) (16 + U_k^2 \alpha^2) / 8\Omega \quad (5.20)$$

и при работе на квадратичном участке ВАХ

$$\beta_{кв} = 2q^2 R_r \alpha^2 (I + i_0) / \Omega.$$

Если справедливо выражение (5.20), то

$$G_k = 1/R_k = \alpha (I + i_0) (1 + \alpha^2 U_k^2 / 8); \quad I_{од} = U_k^2 \alpha^2 (I + i_0) (1 + U_k^2 \alpha^2 / 16) / 4.$$

При работе детектора с короткозамыкателем (КЗ) ($R_{вн} = \infty$) токовую чувствительность можно рассчитать по полученным формулам, полагая $q = 1$. Чувствительность по току, учитывающая влияние емкости C_k и сопротивления растекания R_s , на котором происходит падение напряжения от протекания выпрямленного тока [72; 93],

$$\beta = \beta_M / (1 + R_s / R_k) (1 + R_s / R_k + \omega^2 C_k^2 R_s R_k).$$

Подставляя в эту формулу чувствительность для малого сигнала и учитывая формулу (5.3), записываем

$$\beta = \alpha / 2 (1 + R_s / R_k) (1 + R_s / R_k + \omega^2 C_k^2 R_s R_k). \quad (5.21)$$

Верхняя граница квадратичного участка детектора определяется по поглощаемой мощности [110]

$$P_{гр} = 8 \left(\text{ant} \lg \frac{N}{10} - 1 \right) \frac{nkT}{e} (I + i_0) (1 + R_s / R_k) [1 + (f/f_k)^2],$$

где N — допустимое отклонение по мощности, дБ; f_k — критическая частота, при которой токовая чувствительность уменьшается в 2 раза.

Верхняя граница квадратичного участка на низкой частоте

$$P_{гр,н} = P_{гр} / [1 + (f/f_k)^2].$$

Полное входное сопротивление детектора $Z_D = R_D + jX_D$ (на клеммах рис. 5.2)

$$R_D = [R_s (I_{d,a} I_c + I_{d,p} I_s) - X S + U_k I_c] / (I_c^2 + I_s^2);$$

$$X_D = [R_s S + X (I_{d,a} I_c + I_{d,p} I_s) + U_k I_s] / (I_c^2 + I_s^2),$$

где $I_c = I_{d,a} + I_{n,a}$; $I_s = I_{d,p} + I_{n,p}$; $S = I_{d,a} I_{n,p} - I_{d,p} I_{n,a}$.

При работе с КЗ, т. е. при $R_{вн} = \infty$ и $I_{н.а} = I_{н.р} = 0$

$$R_D = R_s + U_k I_{д.а} / (I_{д.а}^2 + I_{д.р}^2); \quad X_D = X + U_k I_{д.р} / (I_{д.а}^2 + I_{д.р}^2).$$

Если $R_s = L = 0$, то R_D и X_D можно выразить через параметры эквивалентной схемы диода

$$R_D = R_k / (1 + \omega^2 C_k^2 R_k^2); \quad X_D = \omega C_k R_k^2 / (1 + \omega^2 C_k^2 R_k^2).$$

КСВ на входе детектора

$$K_{ст} = \frac{1 + |\Gamma_D|}{1 - |\Gamma_D|},$$

где $|\Gamma_D| = \sqrt{\frac{(R_D - z_0)^2 + X_D^2}{(R_D + z_0)^2 + X_D^2}}$.

Мощность, поглощенная в детекторном диоде,

$$P_D \approx R_s (I_{0д}^2 + I_{д.а}^2 / 2 + I_{д.р}^2 / 2) + U_k I_{д.а} / 2 - \Delta U I_{0д},$$

где $\Delta U = \Delta I R$ — выпрямленное напряжение.

При C_k , не зависящей от напряжения, и $L = 0$

$$P_D = \frac{U_k^2}{2} \left[\frac{1}{R_k} (1 + R_s / R_k) + \omega^2 C_k^2 R_s \right] + I_{0д} U_{0к}.$$

Мощность, поглощаемая в детекторе: с согласованной нагрузкой

$$P_D = P_{д} + \Delta U I_{0д} + R_{вн} (I_{н.а}^2 / 2 + I_{н.р}^2 / 2),$$

с короткозамыкателем

$$P_D = P_{д} + \Delta U I_{0д}.$$

Математическая модель смесительного диода. Для анализа работы смесителей обычно применяют модель смесительного диода в виде матрицы параметров проводимости. Комплексная матрица проводимости диода имеет вид

$$\begin{bmatrix} g_0 + ja_0 \omega_c & g_1 + ja_1 \omega_c & g_2 + ja_2 \omega_c \\ g_{-1} + ja_{-1} \omega_{п} & g_0 + ja_0 \omega_{п} & g_1 + ja_1 \omega_{п} \\ g_{-2} - ja_{-2} \omega_3 & g_{-1} - ja_{-1} \omega_3 & g_0 - ja_0 \omega_3 \end{bmatrix}, \quad (5.22)$$

где $\omega_c = \omega_{п} + \omega_r$; $\omega_3 = \omega_r - \omega_{п}$; $\omega_{п}$, ω_r — круговые частоты сигнала, зеркальная, промежуточная, гетеродина.

Матрица всего диода с учетом индуктивности выводов $L_{в}$ и сопротивления растекания R_s (рис. 5.4, а) получается на три порядка выше, чем матрица перехода. Проводимость этих элементов $\dot{Y}_{ij} = 1 / (R_s + j\omega_{ij} L_{в})$, где для разных частот Θ обозначают с разными индексами (с, п или з). Если обозначить элементы матрицы (5.22) $\dot{Y}_{i,k}$, то матрица проводимости смесительного диода принимает вид

$$\begin{bmatrix} Y_c & 0 & 0 & -Y_c & 0 & 0 \\ 0 & \dot{Y}_{п} & 0 & 0 & -\dot{Y}_{п} & 0 \\ 0 & 0 & \dot{Y}_3 & 0 & 0 & -\dot{Y}_3 \\ -\dot{Y}_c & 0 & 0 & \dot{Y}_c + \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} & \dot{Y}_{13} \\ 0 & -\dot{Y}_{п} & 0 & \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{п} + \dot{Y}_{22} & \dot{Y}_{23} \\ 0 & 0 & -\dot{Y}_3 & \dot{Y}_{31} & \dot{Y}_{32} & \dot{Y}_3 + \dot{Y}_{33} \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

Если исключить внутренние узлы схемы по методу работы [108], то матричное уравнение смесительного диода с преобразованной матрицей (5.23) в терминах параметров проводимости

$$\begin{bmatrix} I_c \\ I_{п} \\ I_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} & \dot{Y}_{13} \\ \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{22} & \dot{Y}_{23} \\ \dot{Y}_{31} & \dot{Y}_{32} & \dot{Y}_{33} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_c \\ U_{п} \\ U_3^* \end{bmatrix}. \quad (5.23a)$$

Такой матрице соответствует эквивалентная схема на рис. 5.4, б, где каждая пара полюсов работает лишь на одной частоте. В реальных схемах очень часто

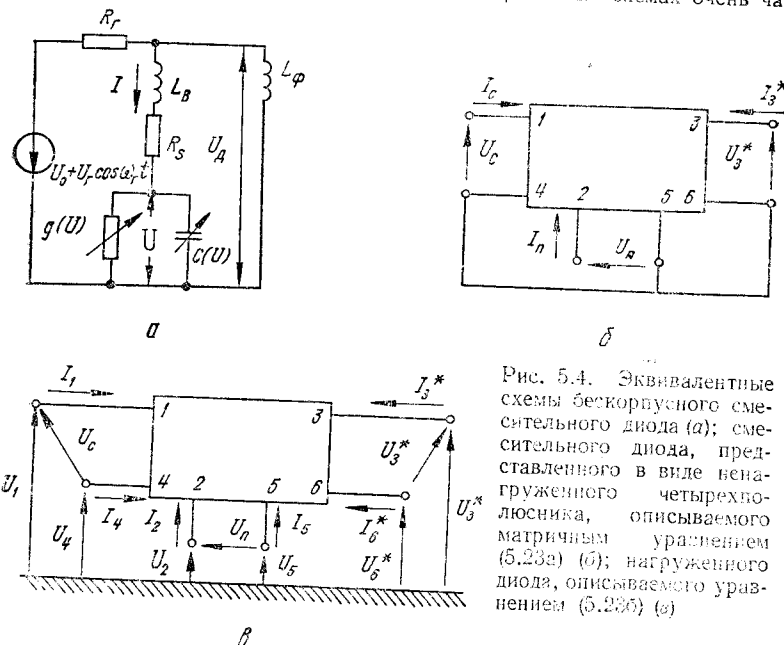


Рис. 5.4. Эквивалентные схемы бескорпусного смесительного диода (а); смесительного диода, представленного в виде ненагруженного четырехполюсника, описываемого матричным уравнением (5.23a) (б); нагруженного диода, описываемого уравнением (5.23б) (в)

приходится соединять все полюса с землей через какую-либо нагрузку (напрямер, фильтр), поэтому эквивалентную схему диода необходимо преобразовать так, как показано на рис. 5.4, в. Такой схеме соответствует неопределенная матрица проводимости шестого порядка, для которой справедливы равенства

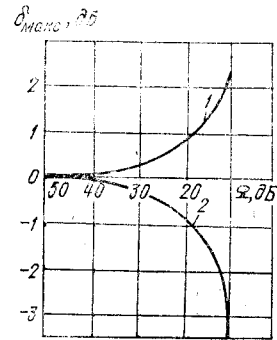
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3^* \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & -Y_{11} & -Y_{12} & -Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & -Y_{21} & -Y_{22} & -Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & -Y_{31} & -Y_{32} & -Y_{33} \\ -Y_{11} & -Y_{12} & -Y_{13} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ -Y_{21} & -Y_{22} & -Y_{23} & Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ -Y_{31} & -Y_{32} & -Y_{33} & Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3^* \\ U_4 \\ U_5 \\ U_6^* \end{bmatrix}, \quad (5.23b)$$

$$\sum_{j=1}^6 I_j = 0, \quad \sum_{i=1}^6 Y_{i,k} = 0, \quad \sum_{k=1}^6 Y_{i,k} = 0.$$

Полученная модель смесительного диода позволяет исследовать математические модели смесителей при любом включении диода. Модель микромолоскового балансного смесителя приведена в книге [83].

5.3. ГАРМОНИКИ И КОМБИНАЦИОННЫЕ ЧАСТОТЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

В математической модели диода, рассмотренной выше, все пары полюсов, кроме трех (сигнальных, ПЧ и зеркальных), были короткозамкнутыми, т. е. из рассмотрения исключались все гармоники ($b\omega_r$) и комбинационные частоты ($s\omega_c \pm b\omega_r$), где s и b — номера гармоник сигнальной и гетеродинной частот соответственно. Однако в реальных условиях эти сигналы влияют на работу преобразователей.



В режиме линейного детектирования полупроводниковые диоды, в частности ДБШ, работают как пиковые детекторы, которые чувствительны к влиянию вторых и более высоких порядков гармоник СВЧ генераторов [110]. Исследования показали [170], что уровень второй гармоники менее 40 дБ ни-

Рис. 5.5. Зависимость максимальной погрешности детектора, обусловленной влиянием второй гармоники, от Ω для пикового детектора на диоде с линейной ВАХ:
1 — выходной сигнал выше истинного значения; 2 — выходной сигнал ниже истинного значения

ж уровня основного сигнала может оказывать заметное влияние на выходной сигнал детектора. Остальные гармоники обычно меньше и ими можно пренебречь. Изменение выходного сигнала зависит от уровня второй и основной гармоник и сдвига фазы между ними. При большой входной мощности ($P_{п.д} \geq 1$ мВт) ВАХ становится линейной и выходной сигнал детектора пропорционален входному напряжению, обусловленному уровнем основного сигнала и второй гармоники, а также их фазовым соотношением. Выпрямленный сигнал при этом может как увеличиться, так и уменьшиться. На рис. 5.5 показана зависимость максимальной погрешности δ , обусловленной второй гармоникой, от $\Omega = 20 \lg U_1/U_2$, где U_1 и U_2 — амплитуды основной и второй гармоник. При $\Omega = 20$ дБ выходной сигнал может до $\pm 0,9$ дБ отличаться от истинного значения.

В широкополосном детекторе разность фаз второй и первой гармоник и отношение их мощностей постоянно меняются (проходя через 0 и π). Изменение

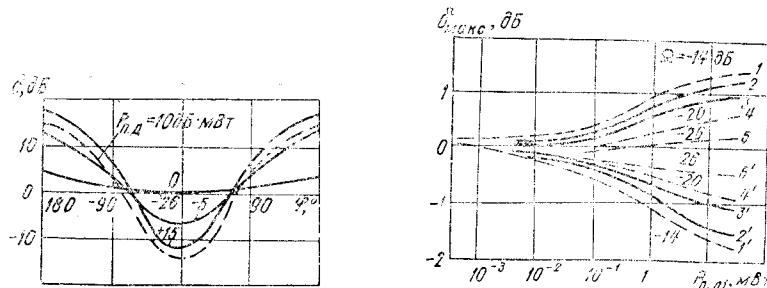


Рис. 5.6. Зависимость погрешности, обусловленной влиянием второй гармоники, от фазового сдвига между второй и основной гармониками: — — — расчетные для идеального детектора; — — — экспериментальные на частоте 1 МГц

Рис. 5.7. Зависимость максимальной погрешности от мощности первой гармоники на входе детектора при постоянных отношениях уровней основной и второй гармоник:

— — — расчетные для идеального детектора; — — — экспериментальные на частоте 1 МГц (кривые 2, 2' и 3, 3' — соответственно при $R = 1$ МОм и 2 кОм). Кривые 1 и 5 соответствуют фазовому сдвигу между второй и основной гармониками $\varphi = 0$; кривые 1' и 5' — $\varphi = 180^\circ$.

сдвига фаз (от $\pm 90^\circ$) вносит погрешность δ в выходной сигнал (рис. 5.6 для случая, когда уровень второй гармоники на 14 дБ ниже уровня основной гармоники), а δ зависит от мощности входного сигнала. На рис. 5.7 показана зависимость максимальной погрешности от мощности основной гармоники на входе диодного детектора ($P_{п.д}$). Увеличение $P_{п.д}$ приводит к росту погрешности и приближает ее к величине погрешности пикового детектора, а уменьшение $P_{п.д}$ приближает δ к значениям для чисто квадратичной ВАХ детектора. Для реальных диодов погрешности меньше приведенных расчетных из-за влияния реактивных элементов контакта и вводов. Для уменьшения рассмотренных погрешностей следует использовать по возможности квадратичный режим или ставить на входе детектора фильтр нижних частот для подавления второй гармоники примерно до 40 дБ.

В реальном смесительном диоде образуется большое количество комбинационных составляющих частот. Коэффициент подавления их (КП) определим как отношение I_{11}^2/I_{sb}^2 , где $I_{sb}^2 = I_{p(sb)}^2 + I_{C(sb)}^2$; индексы g и C при I обозначают ток через активную проводимость и емкость соответственно. Диод представляют параллельным соединением нелинейной проводимости и емкости, на который подается напряжение $U = U_0 + U_r \cos(\omega_r t) + U_c \cos(\omega_c t)$, где U_0 — постоянное смещение; U_c и U_r — амплитуды сигнала с частотой ω_c и гетеродина с частотой ω_r соответственно. Если в формулы (5.3) и (5.7) подставить это напряжение, подаваемое на смесительный диод, то получим ток через активную проводимость [38]

$$I_{g(sb)} = 2i_0 \exp(\alpha U_0) B_s(\alpha U_c) B_b(\alpha U_r) \cos[(s\omega_c \pm b\omega_r) t] \quad (5.24)$$

и емкостный ток

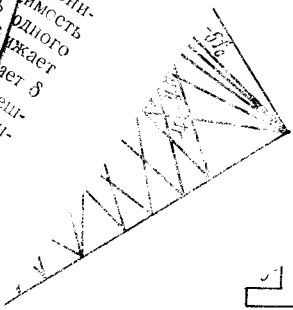
$$I_{C(sb)} = \frac{-2C_k (V_{бар}^u / V_0)^{1-u}}{\Gamma(u)} (s\omega_c \pm b\omega_r) \int_0^\infty B_s \left(\frac{U_c x}{V_0} \right) \times \\ \times B_b \left(\frac{U_r x}{V_0} \right) \frac{dx}{x^{2-u} e^x} \sin(s\omega_c \pm b\omega_r) t. \quad (5.25)$$

Реакция нагрузки по промежуточной частоте сильно влияет на подавление комбинационных составляющих, поэтому необходимо учитывать падение напряжения на нагрузке — $RI_{11} \cos(\omega_r - \omega_c) t$, где I_{11} — амплитуда тока промежуточной частоты. Выражения для токов, соответствующих комбинационным частотам I_{sb} для активной и емкостной составляющих, имеют вид [116]

$$I_{g(sb)} = 2i_0 \exp(\alpha U_0) \left[\sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^\gamma B_\gamma(\alpha RI_{11}) B_{|s+\gamma|}(\alpha U_c) B_{|b+\gamma|}(\alpha U_r) + \right. \\ \left. + \sum_{\gamma=1}^{\infty} (-1)^\gamma B_\gamma(\alpha RI_{11}) B_{|s-\gamma|}(\alpha U_c) B_{|b-\gamma|}(\alpha U_r) \right] \cos(s\omega_c \pm b\omega_r) t; \quad (5.26) \\ I_{C(sb)} = \left[\left[-C_k (V_{бар}^u / V_0)^u / \Gamma(u) \int_0^\infty \left\{ U_r \omega_r \left(\sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^\gamma B_\gamma \left(\frac{RI_{11} x}{V_0} \right) \times \right. \right. \right. \right. \right. \\ \times B_{|s+\gamma+1|} \left(\frac{U_c x}{V_0} \right) \left[B_{|b+\gamma+1|} \left(\frac{U_r x}{V_0} \right) - b_{|b-\gamma-1|} \left(\frac{U_r x}{V_0} \right) \right] + \right. \\ \left. + \sum_{\gamma=1}^{\infty} (-1)^\gamma B_\gamma \left(\frac{RI_{11} x}{V_0} \right) B_{|s-\gamma|} \left(\frac{U_c x}{V_0} \right) \left[b_{|b-\gamma-1|} \left(\frac{U_r x}{V_0} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - B_{|b+\gamma-1|} \left(\frac{U_r x}{V_0} \right) \right] \right] \right] - RI_{11} (\omega_r - \omega_c) \left(\sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^\gamma B_\gamma \left(\frac{RI_{11} x}{V_0} \right) \times \right. \\ \left. \times \left[B_{|s+\gamma+1|} \left(\frac{U_c x}{V_0} \right) B_{|b+\gamma+1|} \left(\frac{U_r x}{V_0} \right) - B_{|s+\gamma-1|} \left(\frac{U_c x}{V_0} \right) b_{|b-\gamma-1|} \left(\frac{U_r x}{V_0} \right) \right] + \right.$$

5.3. ГАР
В ПРЕС

для ступенчатой
армонизирующей
схемы
В одном из
рассматриваемых
± имеет
вещно-индуктивный
элемент



никают все определенные номограммой ком-
троения имеется возможность часть из них
ую балансного смесителя (БС) и двойного
При соединении диодов в ДБС по мостови-
тивную цепь (рис. 5.10, в), а для непо-
применяют ДБС с соединением диодов
меются схемы ДБС СВЧ на щелевой
ой схеме, а сигнал ПЧ снимается
ной цепи, что расширяет рабочий
значена сверху индуктивностью
активные схемы ДБС изображены:

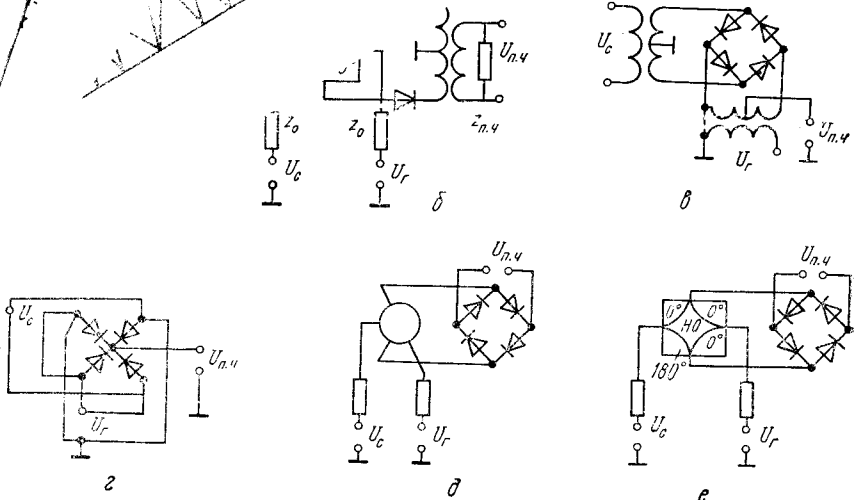


Рис. 5.10. Схема смесителя:
а — на одном диоде; б — балансная; в — мостовая; г — ДБС по схеме «звезда»; д — ДБС гибридным кольцом; е — ДБС с квадратурным гибридным соединением

на рис. 5.10, д, е, так как они по сравнению с мостовой (рис. 5.10, в) конструктивно проще, поскольку не требуют специальной цепи развязки сигнала и промежуточной частоты [105]. БС подавляет на выходе один из входных сигналов и его четные гармоники, ДБС — оба входных сигнала (f_c и f_r) и все их четные гармоники. В табл. 27 приведены комбинационные частоты на выходе БС (рис. 5.10, б) и ДБС (рис. 5.10, в). Следует помнить, что подавление идет с использованием фазового принципа, поэтому его величина сильно зависит от балансности смесителей и правильности согласования диодов, и в реальных смесителях подавление составляет более 13 дБ [38; 83]. Из табл. 27 видно, какие комбинационные частоты присутствуют на выходе смесителей, а из рис. 5.9 — в конкретной полосе пропускания ПЧ одноконтурного смесителя. При проектировании смесителя необходимо знать, какова максимальная ширина полосы пропускания ПЧ (2Δ), в которой отсутствуют комбинационные частотные составляющие на выходе преобразователя, и какую следует выбирать частоту гетеродина. В табл. 28—30 приведены основные данные для расчета одноконтурных, балансных и двойных балансных смесителей [135]. Параметр $a = f_r/f_c$, где f_r — частота гетеродина; f_c — средняя частота сигнала; $f_r/f_c = 1 - a$. Интервалы между узловыми точками, через которые проходит прямая, характеризующие комбинационные составляющие частотного спектра, на номограммах, подобных рис. 5.9, называют зонами. В таблицах рассматриваются зоны по параметру a такой номограммы [135], в которой по оси ординат откладывают f_r/f_c , а по оси абсцисс — $f_c/f_r = a$. Обозначим $a_{мин}$ — начало зоны, а $a_{макс}$ — конец зоны, свободной от комбинационных составляющих спектра вы-

Таблица 27

Номер гармоники сигнала	Схема	Номер гармоники гетеродина				
		1	2	3	4	5
1	БС		$2\omega_r \pm \omega_c$		$4\omega_r \pm \omega_c$	
	ДБС	$\omega_r \pm \omega_c$	—	$3\omega_r \pm \omega_c$	—	$5\omega_r \pm \omega_c$
2	БС					
	ДБС	—	—	—	—	—
3	БС		$\pm 2\omega_r + 3\omega_c$		$4\omega_r \pm 3\omega_c$	
	ДБС	$\pm \omega_r + 3\omega_c$	—	$3\omega_r \pm 3\omega_c$	—	$5\omega_r \pm 3\omega_c$
4	БС					
	ДБС	—	—	—	—	—
5	БС		$\pm 2\omega_r + 5\omega_c$		$\pm 4\omega_r + 5\omega_c$	
	ДБС	$\pm \omega_r + 5\omega_c$	—	$\pm 3\omega_r + 5\omega_c$	—	$5\omega_r \pm 5\omega_c$

ходных частот в полосе ПЧ, тогда $a_{опт}$ — соответствует частоте гетеродина, при которой полоса промежуточной частоты равна 2Δ .

Пример 18. При проектировании смесителя на частоту сигнала $f_c = 5 \pm 0,3$ ГГц требуется выбрать такую частоту гетеродина f_r , которая $f_r < f_c$ и обеспечить на выходе смесителя в полосе $2\Delta = 0,6$ ГГц при $2\Delta/f_p \geq 0,4$ отсутствие комбинационных частот, меньших пятого порядка ($0 < m; n \leq 5$).

В этом случае $2\Delta/f_c = 0,6/5 = 0,12$, поэтому одноконтурный смеситель применять нельзя, хотя $2\Delta/f_p = 0,667$; однако $2\Delta/f_c = 0,0869 < 0,12$ (см. табл. 28 зона 12). По той же причине нельзя выбрать для выбора f_r в зонах 7 и 8 табл. 29.

Таблица 28

Одноконтурный смеситель $f_p = f_c - f_r; f_c > f_r; f_r = a f_c$

Зона	$a_{мин}$		Комбинационные составляющие		$a_{опт}$	Δ	$2\Delta/f_c$	$2\Delta/f_p$
	$a_{мин}$	$a_{макс}$	$a_{мин}$	$a_{макс}$				
1	0	0,1666	$f_c - 2f_r; f_c;$	$5f_r$	0,1538	0,0769 f_c	0,1538	0,1818
			$f_c + f_r;$ $f_c - 3f_r;$ $f_c + 3f_r;$ $f_c - 4f_r;$ $f_c + 4f_r;$ $f_c - 5f_r;$ $f_c + 5f_r;$					
2	0,1666	0,2	$5f_r$	$4f_r$	0,1818	0,0909 f_c	0,1818	0,222

Продолжение табл. 28

Однотактный смеситель ($t_{\Pi} = t_c - t_r$; $f_c > f_r$; $t_r = af_c$)

Зона	$a_{\text{МФР}}$		Комбинационные составляющие		$a_{\text{опт}}$	Δ	$2\Delta/f_c$	$2\Delta/f_{\Pi}$
	$a_{\text{мин}}$	$a_{\text{макс}}$	$a_{\text{мин}}$	$a_{\text{макс}}$				
3	0,2 0,25		$4f_r$	$3f_r, 2f_c - 5f_r$	0,2105	$0,0526f_c$	0,105	0,133
4	0,25 0,333		$3f_r, 2f_c - 5f_r$	$5f_r - f_c$	0,2857	$0,0476f_c$	0,095	0,133
5	0,3333 0,4		$2f_r, 2f_c - 4f_r$	$4f_r - f_c$	0,3809	$0,0476f_c$	0,095	0,154
6	0,4 0,5		$4f_r - f_c$	$f_r, 2f_c - 3f_r,$ $3f_c - 5f_r,$ $3f_r - f_c,$ $5f_r - 2f_c$	0,421	$0,0526f_c$	0,106	0,181
7	0,5 0,6		$f_r, 2f_c - 3f_r,$ $3f_c - 5f_r,$ $3f_r - f_c,$ $5f_r - 2f_c$	$4f_r - 2f_c$	0,5714	$0,0476f_c$	0,095	0,222
8	0,6 0,6666		$4f_r - 2f_c$	$3f_c - 4f_r,$ $2f_r - f_c,$ $5f_r - 3f_c$	0,6207	$0,0345f_c$	0,069	0,182
9	0,6666 0,75		$3f_c - 4f_r,$ $2f_r - f_c,$ $5f_r - 3f_c$	$3f_r - 2f_c,$ $4f_c - 5f_r$	0,7097	$0,032f_c$	0,0645	0,222
10	0,75 0,8		$3f_r - 2f_c,$ $4f_c - 5f_r$	$4f_r - 3f_c$	0,7805	$0,024f_c$	0,049	0,222
11	0,8 0,8333		$4f_r - 3f_c$	$5f_r - 4f_c$	0,8163	$0,02f_c$	0,040	0,222
12	0,8333 1,0		$5f_r - 4f_c$	$2f_c - 2f_r,$ $3f_c - 3f_r,$ $4f_c - 4f_r,$ $5f_c - 5f_r$	0,8696	$0,0435f_c$	0,0869	0,667

Таблица 29

Балансный смеситель ($2f_r = 4f_c = 0$) $t_{\Pi} = t_c - t_r$; $t_c > f_r$; $t_r = af_c$

Зона	$a_{\text{МФР}}$		Комбинационные составляющие		$a_{\text{опт}}$	Δ	$2\Delta/f_c$	$2\Delta/f_{\Pi}$
	$a_{\text{мин}}$	$a_{\text{макс}}$	$a_{\text{мин}}$	$a_{\text{макс}}$				
1	0 0,1666		$f_c - 3f_r,$ $f_c + f_r,$ $f_c - 5f_r,$ $f_c + 3f_r,$ $f_c, f_c + 5f_r$	$5f_r$	0,1538	$0,0769f_c$	0,1538	0,1818
2	0,1666 0,25		$5f_r$	$3f_r, 2f_c - 5f_r$	0,1818	$0,0909f_c$	0,1818	0,222
3	0,25 0,333		$3f_c, 2f_c - 5f_r$	$5f_r - f_c$	0,3077	$0,0769f_c$	0,1538	0,222
4	0,33 0,5		$5f_r - f_c$	$f_r, 2f_c - 3f_r,$ $3f_c - 5f_r,$ $3f_r - f_c,$ $5f_r - 2f_c$	0,3636	$0,0909f_c$	0,1818	0,286
5	0,5 0,6666		$f_r, 2f_c - 3f_r,$ $3f_c - 5f_r,$ $3f_r - f_c,$ $5f_r - 2f_c$	$5f_r - 3f_c$	0,6154	$0,0769f_c$	0,1538	0,4
6	0,6666 0,75		$5f_r - 3f_c$	$3f_r - 2f_c,$ $4f_c - 5f_r$	0,696	$0,0435f_c$	0,087	0,286
7	0,75 0,833		$3f_r - 2f_c,$ $4f_c - 5f_r$	$5f_r - 4f_c$	0,8	$0,04f_c$	0,08	0,04
8	0,8333 1,0		$5f_r - 4f_c$	$3f_c - 3f_r,$ $5f_c - 5f_r$	0,8823	$0,0588f_c$	0,117	1,0

Таблица 30

Двойной балансный смеситель ($2f_r = 2f_c = 4f_r = 4f_c = 0$) $t_{\Pi} = t_c - t_r$; $t_c > f_r = af_c$

Зона	$a_{\text{МФР}}$		Комбинационные составляющие		$a_{\text{опт}}$	Δ	$2\Delta/f_c$	$2\Delta/f_{\Pi}$
	$a_{\text{мин}}$	$a_{\text{макс}}$	$a_{\text{мин}}$	$a_{\text{макс}}$				
1	0 0,1666		$f_c - 2f_r,$ $f_c + f_r,$ $f_c - 3f_r,$ $f_c + 3f_r,$ $f_c, f_c + 5f_r$	$5f_r$	0,1538	$0,0769f_c$	0,1538	0,1818
2	0,1666 0,25		$5f_r$	$3f_r$	0,2222	$0,1111f_c$	0,2222	0,286

Двойной балансный смеситель ($2I_r = 2I_c = 4I_r = 4I_c = 0$) $I_{\Pi} = I_c - I_r$, $I_c > I_r = aI_c$

Зона	a		Комбинационные составляющие	$a_{\text{опт}}$	Δ	$2\Delta/f_c$	$2\Delta/I_{\Pi}$
	$a_{\text{мин}}$	$a_{\text{макс}}$					
3	0,25 0,333		$3f_r$ $5f_r - f_c$	0,2857	$0,1429f_c$	0,286	0,4
4	0,333 0,5		$f_r, 3f_c - 5f_r,$ $3f_r - f_c$	0,375	$0,125f_c$	0,25	0,4
5	0,5 0,666		$f_r, 3f_c - 5f_r,$ $3f_r - f_c$	0,6	$0,1f_c$	0,2	0,5
6	0,666 1,6		$5f_r - 3f_c$ $3f_c - 3f_r,$ $5f_c - 5f_r$	0,75	$0,125f_c$	0,25	1,0

Для выбора приемлемы зоны 3—6 табл. 30 двойных балансных смесителей и зона 5 табл. 29. Выбираем балансный смеситель. Определяем частоту гетеродина. Для зоны 5 $a_{\text{опт}} = 0,6154$, следовательно, можно выбрать $f_r = 0,6154 \cdot 5 = 3,08$ ГГц или любую из интервала с минимальной частотой $f_{r,\text{мин}} = a_{\text{мин}} \cdot 5,3 = 2,65$ ГГц и с $f_{r,\text{макс}} = a_{\text{макс}} \cdot 4,7 = 0,6666 \cdot 4,7 = 3,13$ ГГц. Так как входной фильтр по сигналу имеет не идеальные, а с конечной крутизной скаты, то f_r следует выбрать немного отступив от рассчитанных предельных значений, например, $f_r = 3$ ГГц, тогда на выходе $f_{\Pi} = 2 \pm 0,3$ ГГц.

При проектировании смесителей необходимо учитывать способ полезного использования зеркальной частоты. Потери преобразования и коэффициент шума можно минимизировать правильным выбором реактивной нагрузки на суммарной и зеркальной частотах. Однако это очень трудно выполнить, особенно если зеркальная и сигнальная частоты близки. Существуют два способа решения этой задачи: использование частотно-избирательных цепей и фазовых соотношений между сигналами. Схема, собранная по первому способу, может работать в узкой полосе частот. Кроме того, если разность между зеркальной частотой и частотой сигнала мала, то требуются очень высокодобротные фильтры с малыми потерями, которые трудно изготовить в интегральном исполнении. Известны примеры реализации таких схем, в которых потери преобразования составляют до 2,5 дБ [18; 98].

Рис. 5.11. Структурная схема смесителя с фазовым подавлением зеркального канала

Следует отметить, что в смесителе могут существовать два сигнала на зеркальной частоте: сигнал, поступающий на вход смесителя с антенны, и сигнал, образующийся в смесителе за счет преобразования входного сигнала. Рассмотрим второй способ — фазовый метод подавления зеркальной частоты для реализации ГИС СВЧ. На рис. 5.11 изображена структурная схема смесителя с подавлением зеркального канала [57; 98]. В схеме использованы два балансных смесителя, на которые сигнал подается через синфазный делитель мощности 1, мощность гетеродина поступает через гибридное соединение 2, которое сдвигает (задерживает) фазу колебаний гетеродина для смесителя $BC1$ на 90° по сравнению с $BC2$, поэтому фазы сигналов ПЧ смесителей также сдвинуты на 90° . На входе фазовый сдвиг

входного сигнала считается равным нулю, фазовый сдвиг сигнала зеркальной частоты, образованной в смесителе $BC1$, равен $2 \times 90^\circ$ ($f_3 = 2f_r - f_c$, такие преобразования претерпевают и фазы соответствующих частот), а в смесителе $BC2$ — нулю, т. е. в противофазе, следовательно, f_3 не возбуждается, и энергия этих колебаний не распространяется в сторону антенны. Для снижения потерь преобразования и в конечном счете снижения коэффициента шума (примерно на 1,5 дБ) преобразованные f_3 в смесителях в сигналы ПЧ должны иметь те же фазы, что и фазы ПЧ от первичных сигналов f_c . Это обеспечивается электрическим расстоянием от точки синфазного деления до сигнальных входов $BC1$ и $BC2$, равным $\lambda_c/4$.

Квадратурный сумматор ПЧ 3 на выходе БС выполняет сложение сигналов двух плеч, если фаза ПЧ $BC1$ опережает на 90° фазу ПЧ $BC2$. Выходной сигнал поглощается в согласованной нагрузке другого плеча квадратурного сумматора,

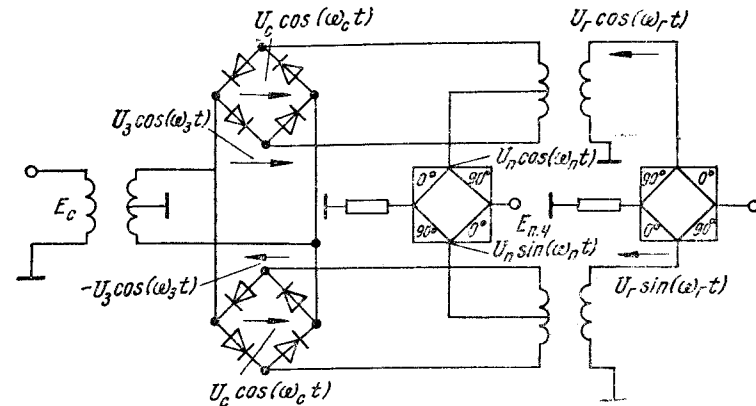


Рис. 5.12. Схема смесителя с фазовым подавлением сигнала зеркальной частоты, работающая в полосе нескольких октав

если фаза ПЧ $BC1$ отстает на 90° от фазы ПЧ $BC2$. Последнее происходит, если по сигнальному входу на смеситель поступает внешний сигнал с зеркальной частотой f_3 , для которого фаза ПЧ изменяется на 180° по сравнению с рассмотренной для частоты сигнала f_c , так как на оси частот f_3 находится с другой стороны от f_r . Работа смесителя с фазовым подавлением не зависит от электрической длины между точкой синфазного деления и входами $BC1$ и $BC2$, лишь бы последние были согласованы между собой на частоте зеркального сигнала. Однако если эта электрическая длина кратна $\lambda_c/4$, то смесители $BC1$ и $BC2$ работают в режиме холостого хода по зеркальному каналу, а если кратна $\lambda_c/2$ или равна нулю, то в режиме КЗ. Последний является предпочтительным вследствие минимизации неравномерности амплитудно-фазовых характеристик и коэффициента шума смесителя с ПУЧ, так как выходные сопротивления преобразователей на ПЧ в этом режиме обычно относительно низкие и их проще согласовывать с УПЧ [87]. Рабочая ширина полосы частот таких устройств определяется в основном частотной зависимостью примененных фазосдвигающих устройств, и поэтому они имеют полосу частот не более октавы. Выпитный образец такого смесителя, реализованный на ГИС на частоте 12 ГГц, рассмотрен в работе [150]. Коэффициент шума используемого УПЧ 1 дБ на частоте 70 МГц. В рабочей полосе 250 МГц коэффициент шума смесителя 3 дБ. Величина подавления сигнала по зеркальному каналу 25 дБ.

На основе ДБС с включением дисков по кольцевой схеме создана схема [160] с подавлением зеркальной частоты, работающая в полосе нескольких октав (рис. 5.12). ДБС работают в режиме КЗ по f_3 , так как подключены оба диодных моста непосредственно ко входу сигнала без сдвига по фазе. Потери гибридного соединения гетеродина практически не влияют на потери преобразования смесителя и, следовательно, при хорошем согласовании с УПЧ можно достичь оптимальных характеристик схемы. Если требуется значительное подавление зеркальной частоты (более 30 дБ), то используют смеситель с двойным преобразованием частоты, т. е. два последовательно включенных смесителя: первый «переносит»

сигнал на высокую (первую) промежуточную частоту, на которой фильтрами легко подавлять зеркальную частоту, а затем второй смеситель преобразует высокую промежуточную частоту в низкую ПЧ, на которой идет дальнейшая обработка сигнала.

5.4. ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В топологических схемах преобразователей необходимы следующие элементы: 1) согласующие импеданс диода с волновым сопротивлением линии передачи; 2) электрически развязанные цепи СВЧ с центрами более низкой частоты и выпрямленного тока; 3) заземление для токов ПЧ или видеочастоты и выпрямленного

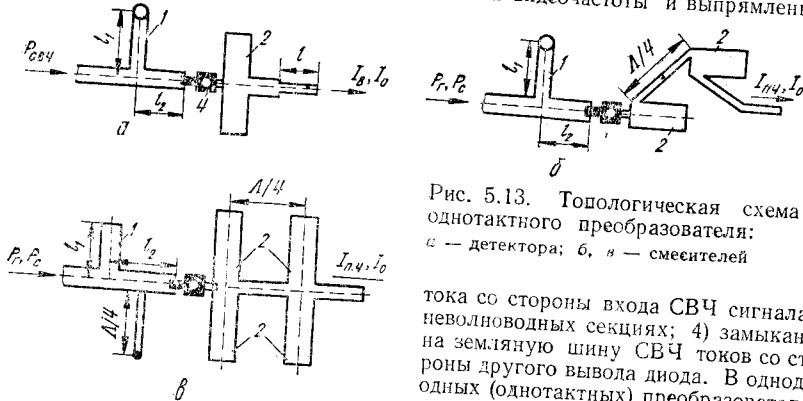


Рис. 5.13. Топологическая схема одноконтурного преобразователя: а — детектора; б. — смесителей

тока со стороны входа СВЧ сигнала в неволноводных секциях; 4) замыкание на земляную шину СВЧ токов со стороны другого вывода диода. В однодиодных (одноконтурных) преобразователях диод включают, как правило, в микрополосковую линию последовательно. В согласующий импеданс диода на входе СВЧ сигнала обычно включают короткозамкнутый (обычно через отверстие в подложке) высокоомный ($z \approx 70 \dots 100$ Ом) шлейф, который одновременно выполняет функцию заземления для токов ПЧ или видеочастоты и выпрямленного тока (рис. 5.13, а, б, шлейф 1). Выходной вывод диода 4 подключают к низкоомному ($z \approx 20 \dots 30$ Ом) четвертьволновому отрезку линии (рис. 5.13, а, б, в, шлейф 2), обеспечивающему короткое замыкание СВЧ токов с заземленной

стороной подложки ГИС. **Согласование диода с линией передачи.** В качестве входного узкополосного (полоса менее 10 %) согласующего элемента выбирают отрезок линии, одно- или двухзвенный ступенчатый трансформатор, отрезок линии со шлейфом. Начальные значения этих цепей для центральной частоты определим аналитически [18]. Для однозвенного трансформатора (рис. 5.14, а)

$$\left. \begin{aligned} z_{01} &= z_0 \sqrt{(\Gamma_1 + |\Gamma_d|^2)/(\Gamma_2 - |\Gamma_d|^2)}; \\ l &= \begin{cases} (\Lambda_0/2\pi) \arctg |x|, & \text{если } \Gamma_1/\Gamma_2 < 0; \\ (\Lambda_0/\pi) (2\pi - \arctg |x|), & \text{если } \Gamma_1/\Gamma_2 > 0; \end{cases} \\ x &= -\frac{\Gamma_1 2z_{01} z_0}{\Gamma_2 (z_{01}^2 + z_0^2)}, \end{aligned} \right\} (5.28)$$

где $\Gamma_d = \Gamma_1 + j\Gamma_2 = (z_d - z_0)/(z_d + z_0)$ — коэффициент отражения от диода; z_d — импеданс диода; z_0 — волновое сопротивление подводящей линии.

При этом следует учитывать, что такой трансформатор не может согласовать с линией передачи любые нагрузки. Чаще применяют универсальное согласование с помощью отрезка линии и короткозамкнутого (рис. 5.13, а, б; 5.14, б) или реже разомкнутого (рис. 5.13, в; 5.14, в) шлейфа. Размеры шлейфа и линии при $z_{01} = z_{02} = z_0$ находят по следующим формулам:

$$\frac{l_2}{\Lambda_0/4} = \frac{\varphi_{r1} + \varphi_{r2}}{\pi}; \quad \frac{l_1}{\Lambda_0/4} = \frac{2\varphi_{r1} B}{\pi}, \quad (5.29)$$

где $\varphi_{r2} = \arctg(\Gamma_2/\Gamma_1)$.

Для короткозамкнутого шлейфа

$$\varphi_{r1} = \pi - \arctg(\sqrt{1 - |\Gamma_d|^2}/|\Gamma_d|); \quad B = \sqrt{1 - |\Gamma_d|^2}/2|\Gamma_d|; \quad (5.30)$$

для разомкнутого шлейфа

$$\varphi_{r1} = \pi + \arctg(\sqrt{1 - |\Gamma_d|^2}/|\Gamma_d|); \quad B = 2|\Gamma_d|/\sqrt{1 - |\Gamma_d|^2}. \quad (5.31)$$

Эти согласующие элементы можно рассчитать, используя круговую диаграмму полных проводимостей Вольперта — Смита [98]. Согласующие цепи рассчитывают по значениям z_d или Γ_d , однако эти величины зависят от элементов согласующего трансформатора. Поэтому для более точного нахождения параметров согласующей цепи применяют последовательное поэтапное приближение. Вначале выбирают входное сопротивление диода по ТУ или вычисляют его по параметрам

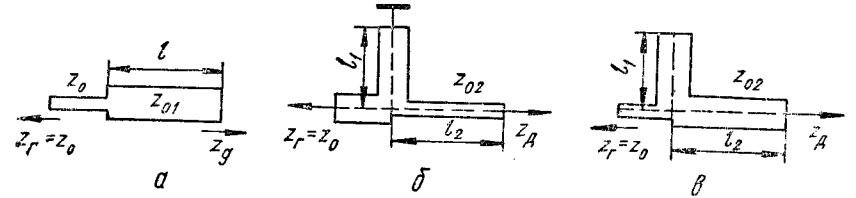


Рис. 5.14. Схема согласующей цепи:

а — однозвенного трансформатора; б — отрезка линии короткозамкнутым шлейфом; в — то же, с разомкнутым шлейфом

диода без учета согласующей цепи, но при условии согласования входа преобразователя, или рассчитывают его упрощенно, но с учетом реактивностей по следующей формуле [106]:

$$z_d \approx R_s + \frac{g_0 - g_2}{(g_0 - g_2)^2 + \omega^2 C_k^2} - j \left(\frac{\omega C_k}{(g_0 - g_2)^2 + \omega^2 C_k^2} - \omega L_b \right),$$

где C_k — емкость перехода (считается постоянной); g_0 и g_2 — составляющие проводимости диода (рассчитывают по формуле (5.6)).

Заметим, что при расчете преобразователей дециметрового диапазона реактивными параметрами диода можно пренебречь $z_d \approx 1/(g_0 - g_2)$. Далее находят согласующую цепь, а затем с учетом этой трансформации вновь рассчитывают z_d и по нему более точно — параметры согласующей цепи. При необходимости такую процедуру повторяют. Особенно целесообразно такой способ применять при широкополосном (относительная полоса более 10 %) согласовании. В этом случае z_d представляют параллельной или последовательной RC- или RL-цепью, к которой подключают реактивный элемент такой величины, чтобы получить параллельный или последовательный резонанс на средней частоте. Потом согласуют полученный резонансный контур с активным сопротивлением входной СВЧ цепи в требуемой полосе частот [79]. Реальный разброс параметров диода приводит к искажению рассчитанного согласования. Для устранения этого в схему включают подстроечный элемент, например, разомкнутый на конце шлейф (рис. 5.13, в, шлейф 1), который можно удлинять или укорачивать при подстройке. Смесители со смещением можно подстроить также изменением положительного смещения на диоде.

В качестве выходных согласующих цепей используют обычные резонансные контуры с трансформаторной, автотрансформаторной или емкостной связью с нагрузкой R_n (выходом преобразователя), коэффициент трансформации при этом

$$m = \sqrt{R_n/R_{\text{вых}}} \quad \text{при } R_n < R_{\text{вых}};$$

$$m = \sqrt{R_{\text{вых}}/R_n} \quad \text{при } R_n > R_{\text{вых}},$$

где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление диода. Оно может быть выбрано из паспорта или ТУ на диод или рассчитано по формуле (5.2а).

Иногда на выходе смесителя согласующие цепи отсутствуют, это достигается соответствующим выбором сопротивлений, подключенных к диоду на сигнальной или зеркальной частоте, что проводится на этапе оптимизации математической модели смесителя. Для широкополосного преобразователя согласование рассчитывают, как приведено в работе [79] или в гл. 3.2.

Основные требования, предъявляемые к СВЧ детекторам малого уровня мощности, — высокая чувствительность и малый уровень собственных шумов. Для получения высокой чувствительности необходимо, чтобы в рабочей точке диод имел крутой участок ВАХ, соответствующий нулевому напряжению на диоде. Это избавит от применения положительного смещения на диоде, которое приводит к внесению дополнительных помех и увеличению уровня шумов детектора. Низкое входное сопротивление диода при отсутствии смещения позволяет легко согласовать диод. Но эти требования относятся к ДБШ и не всегда полностью удовлетворяются. Необходимо также избавляться от второй гармоники, для этого на входе включают ФНЧ (рис. 5.15), который рассчитывают по методике, изложенной в гл. 3.2 (расчет такой топологии ФНЧ приведен в книге [83]). В этом ФНЧ $l_1 = l_2 = 0,1\lambda$, ДБШ согласован по входу отрезком линии l_3 .

Для получения большей чувствительности, большего входного сигнала и, следовательно, большего динамического диапазона применяют многодиодные детекторы, которые позволяют расширить частотный диапазон, получить высокую надежность и хорошее согласование по входу устройства. На рис. 5.16 показаны схемы двухдиодных детекторов. В детекторе на рис. 5.16, а сигнал поступает на диоды через мост Ленжа, который ограничивает рабочую полосу частот. Рабочая

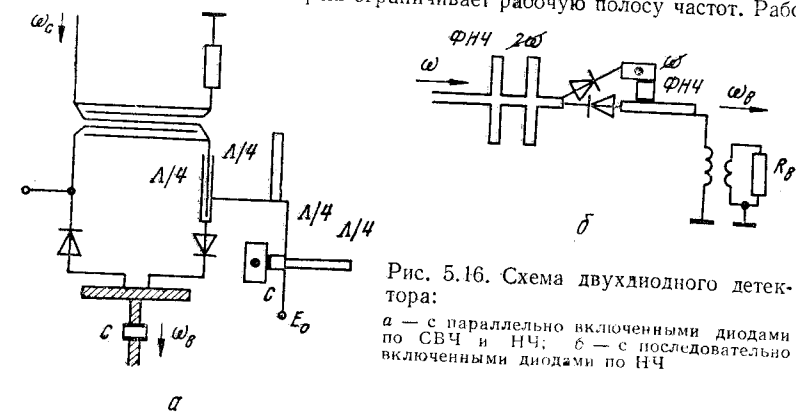


Рис. 5.16. Схема двухдиодного детектора: а — с параллельно включенными диодами по СВЧ и ФНЧ; б — с последовательно включенными диодами по ФНЧ

точка на ВАХ диода при приеме слабого сигнала определяется прямым смещением. Емкость C представляет нулевое сопротивление для видеочастоты. Детектор, изображенный на рис. 5.16, б, широкополосный, его полоса ограничивается только входным ФНЧ, предназначенным для подавления второй гармоники несущей частоты. Он имеет низкое входное и высокое выходное сопротивления за счет схемы включения диодов. Если используемые в этой схеме диоды не позволяют получить высокую чувствительность из-за их малого динамического сопротивления при нулевом смещении, то на диоды можно подать прямое смещение (по входу вставить конденсатор, как в схеме на рис. 5.16, а). Указанный на рис. 5.16, б конденсатор обеспечивает короткое замыкание для несущей частоты.

Пример 19. Рассчитать детектор (рис. 5.15) для частоты $f_c = 3$ ГГц. ФНЧ рассчитывают по методике, изложенной в гл. 3.2. Частота второй гармоники рав-

на 6 ГГц, следовательно, для большей надежности работы следует фильтр рассчитать на частоту 5 ГГц. Поэтому, как выше предлагалось, $l_1 = l_2 = 0,1\lambda = 0,1 \times c/f \approx 0,24$ см. Шлейфы $\lambda/4$ рассчитываем с учетом краевой емкости [119], а согласование диода по СВЧ — как указано выше. Определим упрощенно токовую чувствительность детектора, построенного на смесительном диоде 2A116A с параметрами: $\alpha = 32$ 1/В; $R_s = 8$ Ом; $C_k = 5 \cdot 10^{-13}$ Ф; $R_k = 750$ Ом (для видеочастоты при $P_{СВЧ} = 1$ мВт).

Учитывая, что преобразователь в схеме работает в режиме, соответствующем $R_{вн} = \infty$ для эквивалентной схемы на рис. 5.2, записываем токовую чувствительность согласно (5.21)

$$\beta = \frac{\alpha}{2(1 + R_s/R_k)(1 + R_s/R_k + \omega^2 C_k^2 R_s R_k)} = \frac{32 \cdot 1/B}{2(1 + 8/750)(1 + 8/750 + (6,28 \cdot 3 \cdot 10^9 \cdot 5 \cdot 10^{-13})^2 \cdot 8 \cdot 750)} = \frac{32 \cdot 1/B}{2 \cdot 1,01(1 + 0,01 + 0,54)} \approx 10 \text{ мА/мВт.}$$

Ту же величину токовой чувствительности можно получить и для более широкополосной двухдиодной схемы детектора (рис. 5.16, б), так как величины R_s и R_k уменьшаются, а величина C_k увеличивается в 2 раза. Однако на практике чувствительность двухдиодного детектора выше, чем чувствительность однодиодной схемы (рис. 5.15), за счет более низкого сопротивления на СВЧ и высокого сопротивления на видеочастоте, так как легче реализовать работу детектора в более чувствительном режиме, т. е. с большей точностью $R_{вн} = \infty$.

При проектировании балансных смесителей применяют разнополярное включение диодов в выходные плечи моста, что приводит к подавлению шума гетеродина непосредственно на общем выводе диодов по ПЧ. Заметим, что смесители с синфазно-противофазными мостами (кольцевыми, Т-мостами) имеют лучшую развязку между гетеродинным и сигнальным входами, чем более компактные квадратурные (квадратные, мост Ленжа). Однако этот недостаток легко устранить, если одно из выходных плеч удлинить на отрезок линии длиной $\lambda/4$. Для получения минимального излучения мощности гетеродина через сигнальный вход и низкого коэффициента шума смесителя требуется хорошая развязка между гетеродинным и сигнальным входами. Например, развязка в 10 дБ увеличивает коэффициент шума смесителя приблизительно на 10%, а 10% мощности гетеродина излучается. При развязке 20 дБ ухудшение коэффициента шума составляет 1% и через сигнальный вход смесителя излучается около 1% мощности гетеродина.

Параметры БС зависят от параметров смесительных диодов и от следующих параметров СВЧ моста: потерь L_m , разбаланса амплитуды δ_m и разбаланса фаз $\Delta\varphi_m$. Обычно в сантиметровом диапазоне волн $L_m \approx 0,1...0,3$ дБ; $\delta_m \leq \pm(0,2...0,4)$ дБ и разбаланс фаз $\Delta\varphi_m = \pm(1...2)$, $\pm(3...5)$ и $\pm(5...7)^\circ$ для 5, 10 и 20%-й полосы соответственно [98]. Разбаланс амплитуд БС зависит от δ_m , отношений потерь $L' = L_{d1}/L_{d2} \neq 1$ и выходных сопротивлений $r' = r_{d1}/r_{d2} \neq 1$ первого и второго диодов. Разбаланс фаз БС определяется $\Delta\varphi_m$ и неидентичностью импедансов диодов. При высокой ПЧ ($f_{п.ч}$ порядка 100 МГц и выше) разбаланс фаз БС существенно влияет на потери БС ($L_{б.с}$) и величину подавления шума гетеродина (K_{SF}). Для $f_{п.ч} \leq 30...60$ МГц влияние невелико и $L'_{б.с} = L_{б.с}/L_{д2} \approx 2L'(1 + r')/(1 + r')$. Диоды для БС обычно имеют высокие по потерям и выходному сопротивлению $\approx 10\%$, следовательно, для безвынужденных ДБШ 2A116A: $r' = 1,1$; $L' = 0,5$ дБ (в размах $L' = 1,12$). Для БС на этих ДБШ $L'_{б.с} = 2 \cdot 1,12(1 + 1,1)/(1,12 \cdot 1,1)^2 = 1,06$ (0,25 дБ) и (в размах $L_{б.с} = L'_{б.с} L_{д2}$) $L_{б.с} = L_{б.с} + L_{д2} = 0,25 + 4,5 = 4,75$ дБ, т. е. получили среднюю величину потерь для диодов.

т подавления шумов гетеродина (на выходе БС) [98]

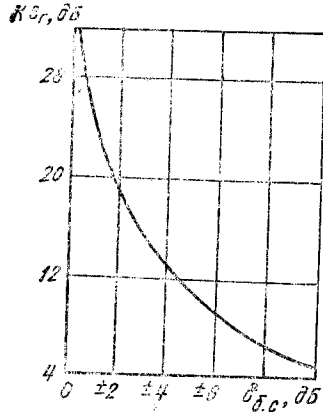
$$KS_r \approx (1 + \sqrt{\delta_{6,c}})^2 / (1 - \sqrt{\delta_{6,c}})^2,$$

$L'L'$ характеризует разбаланс амплитуд БС.

Зависимость KS_r от $\delta_{6,c}$ показана на рис. 5.17. Для БС с диодом 3А112А и $L = 0,3$ дБ запишем $\delta_{6,c} = \delta_m + L' + r' = 0,3 + 0,5 + 0,4 = 1,2$ дБ, а из рис. 5.17 находим $KS_r = 24$ дБ.

Коэффициент шума БС с учетом шума гетеродина, преобразованного на промежуточную частоту,

$$K_{ш.б.с} = (t_{ш} + n_r/L_M L_{c,c} KS_r + K_{ш.у} - 1) L_{6,c} L_M,$$



где $t_{ш}$ — шумовое отношение диода (средняя величина из двух); $n_r = (P_{ш.г.с} + P_{ш.г.з}) / kT_0 \Delta f_y$ — шумовое отношение гетеродина ($P_{ш.г.с}$, $P_{ш.г.з}$ — номинальная мощность шума гетеродина на f_c и $f_{\text{г}}$ в полосе пропускания УПЧ и подводимая к гетеродинному входу); $K_{ш.у}$ — коэффициент шума УПЧ. Для исключения шума гетеродина необходимо выполнить условие

$$n_r/L_M L_{c,c} KS_r \ll t_{ш} + K_{ш.у} - 1.$$

Следует отметить, что характеристикой амплитудного шума гетеродина также является относительная спектральная плотность мощности шума, дБ/Гц,

$$S_{ш.г} = 10 \lg \{(P_{ш.г.с} + P_{ш.г.з}) / \Delta f_y P_r\} = 10 \lg n_{r0} - 174, \quad (5.32)$$

где $n_{r0} = n_r/P_r$; P_r — мощность гетеродина, подводимая к БС, мВт.

Пример 26. Рассчитать и спроектировать смеситель на МПЛ со следующими параметрами: рабочая частота $\Delta f_c = 4,8 \dots 5$ ГГц, причем $f_r > f_c$; подавление зеркальной частоты $L_3 = 40$ дБ, всех комбинационных частот более 20 дБ; подавление шумов гетеродина на частоте сигнала более 20 дБ; коэффициент шума $K_{ш.б.с} \leq 8,5$ дБ при коэффициенте шума УПЧ $K_{ш.у} = 2$ дБ и относительной спектральной плотности мощности гетеродина $S_{ш.г} = -160$ дБ/Гц; мощность гетеродина $5 \dots 10$ мВт.

Выбираем фильтровый способ подавления зеркального канала, так как требуемую величину подавления 40 дБ очень сложно получить фазовым способом. Промежуточную частоту выбираем такой, чтобы полоса входных частот ($4,8 \dots 5$ ГГц) не пересекалась с полосой зеркальных частот. Так как $f_r > f_c$, то $\Delta f_{\text{з}} = (4,8 + 2f_r) - (5 + 2f_r)$. По такому критерию можно бы выбрать $f_r = 150$ МГц, тогда полоса частот гетеродина совпадает на протяжении 50 МГц с полосой частот зеркального канала. Режекторный фильтр, подавляющий сигнал, проходящий по зеркальному каналу на сигнальном входе БС, нарушает балансность моста для частот гетеродина на этом участке. Поэтому следует выбрать $f_r \geq 250$ МГц, при этом $\Delta f_r = 5050 \dots 5250$ МГц; $\Delta f_{\text{з}} = 5300 \dots 5500$ МГц. Таким образом, выбираемый мост должен работать в полосе частот 4800...5250 МГц, которая составляет 10%. Выбираем мост Лэнжа, описанный в гл. 2 [40]. Определяем длину области связи для выбранного диэлектрика (поликор с $\epsilon = 9,8$ толщиной 1 мм)

$$c/(4K_y f_{cp}) = 3 \cdot 10^{10} / (4 \cdot 2,51 \cdot 5000) \approx 0,6 \text{ см},$$

где c — скорость света, см/с; K_y — коэффициент укорочения длины волны в поликоре; f_{cp} — средняя рабочая частота моста Лэнжа, МГц.

Из табл. 26 выбираем диоды 3А112, так как их критическая частота выше заданной. Параметры диодов $\alpha = 35 \text{ В}^{-1}$; $i_0 = 10^{-13} \text{ А}$; $C_K = 0,23 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$;

$R_c = 8 \text{ Ом}$; $L_n = 0,2 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$; $C_{кр} = 0,07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$; $F_{норм} \leq 7 \text{ дБ}$; $L_{\text{н}} \leq 6 \text{ дБ}$, разброс потерь преобразования $L' = 0,5$ дБ, разброс входного и выходного сопротивлений при подборе пары для БС 10%. Для оптимальной работы диодов (при хорошем согласовании с линией передачи) в широкополосном режиме требуется мощность 3 мВт, в режиме КЗ по зеркальному каналу — не менее 2,5 мВт. Заданная в условии примера мощность $P_r = (5 \dots 10 \text{ мВт})/2$ больше, чем требуется для хорошей работы диодов без введения положительного смещения. Определяем напряжение гетеродина на диоде $U_r = \sqrt{2P_r R_{вх}}$, где $R_{вх}$ — функция U_r . Этому значению удовлетворяет амплитуда гетеродина 0,8 В. Используя выражения (5.1), получаем следующую матрицу проводимости диода, См:

$$\begin{vmatrix} g_0 & g_1 & g_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 & g_1 & g_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2,84 \cdot 10^{-2} & 2,7 \cdot 10^{-2} & g_2 \\ 2,7 \cdot 10^{-2} & 2,84 \cdot 10^{-2} & 2,7 \cdot 10^{-2} \\ g_2 & 2,7 \cdot 10^{-2} & 2,84 \cdot 10^{-2} \end{vmatrix}.$$

По формулам (5.2) — (5.2 а) вычисляем потери преобразования диода, входное и выходное сопротивления контакта диода Шотки: $L_d \approx 5,8$ дБ; $R_{вх} = 115 \text{ Ом}$; $R_{вых} = 115 \text{ Ом}$ ($R_{вых}$ значительно отличается от паспортных данных табл. 26, так как рассматриваем режим КЗ по зеркальному каналу при $f_{п.ч} = 250 \text{ МГц}$; в паспорте $R_{вых}$ дается для $f_{п.ч} = 30 \text{ МГц}$ в широкополосном режиме работы смесителя). При согласовании диода в смесителе необходимо учитывать не только входное сопротивление самого нелинейного элемента перехода, но также последовательное сопротивление растекания диода (R_d), емкость корпуса

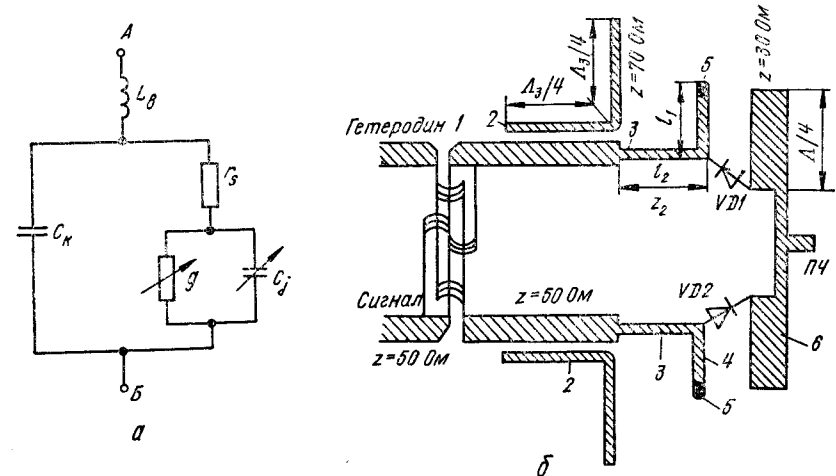


Рис. 5.18. Эквивалентная схема смесительного диода (а) и топология БС (б):

1 — мост Лэнжа; 2 — режекторный фильтр зеркального канала; 3 — согласующий четвертьволновой трансформатор; 4 — параллельный шлейф, компенсирующий реактивность диода; 5 — короткая шлейфа; 6 — ФНЧ

($C_{кр}$) и индуктивность выводов (L_n). Эквивалентная схема реального диода изображена на рис. 5.18, а. Пересчитаем входную проводимость перехода диода $Y_{вх} = g + j\omega C_K$ к концам выводов диода АБ с помощью формул пересчета комплексных проводимости и сопротивления для параллельного соединения в последовательное, и наоборот:

$$R = g/(g^2 + \omega^2 C_K^2); \quad X = -\omega C_K/(g^2 + \omega^2 C_K^2),$$

где R и X — активная и реактивная составляющие полного сопротивления $Z \parallel = R + jX$ перехода.

Затем к R добавим последовательное сопротивление R_s ($R_1 = R + R_s$) и перейдем к параллельному соединению для учета $C_{кр}$

$$G = R_1 / (R_1^2 + X^2); \quad B = X / (R_1^2 + X^2), \quad (5.33)$$

где $Y = G + jB$ — проводимость перехода с учетом последовательного сопротивления диода.

В результате таких преобразований получаем входное сопротивление реального диода

$$Z_{вх} = \frac{(R + R_s)(R^2 + 2RR_s + R_s^2 + X^2)}{(R + R_s)^2 + [X + \omega C_{кр}(R^2 + 2RR_s + R_s^2 + X^2)]^2} - j \left\{ \frac{\omega C_{кр}(R^2 + 2RR_s + R_s^2 + X^2) + X(R^2 + 2RR_s + R_s^2 + X^2)}{(R + R_s)^2 + [X + \omega C_{кр}(R^2 + 2RR_s + R_s^2 + X^2)]^2} - \omega L_B \right\}. \quad (5.34)$$

При согласовании смесительного диода нагрузка Z_H должна быть сопряженной с $Z_{вх}$, т. е. $Z_H = Z_{вх}$. Необходимо отметить, что расчет согласования диодов в смесителях следует выполнять с учетом фильтров по зеркальному каналу, если они предполагаются в схемах приемников. В противном случае при включении смесителя в приемное устройство, в котором имеется фильтр, произойдет рассогласование диода.

Рассчитаем входное сопротивление диода при условии, что емкость перехода C_k — величина постоянная, и с учетом эквивалентной схемы диода (рис. 5.18, а). Входная полная проводимость перехода, См, $Y_{вх} = 1/R_{вх} + j\omega C_k \approx 8,7 \times 10^{-3} + 7 \cdot 10^{-3}$. Подставляя это значение в формулу (5.34), получаем входное полное сопротивление последовательно включенных активной и реактивной составляющих проводимости диода: $Z_{д.вх} \approx 97 + j \cdot 51$ Ом. Используя выражение (5.33), находим входную полную проводимость диода, эквивалентного параллельному соединению активной и реактивной составляющих диода,

$$Y_{д.вх} \approx 8,1 \cdot 10^{-3} + j6,1 \cdot 10^{-3}.$$

Мощность гетеродина, потребляемая диодом $P_r = U^2 \text{Re } Y_{д.вх} / 2 \approx 2,6$ мВт. Согласовывать диод с линией передачи необходимо по входным величинам $Z_{д.вх}$ или $Y_{д.вх}$ самого диода. Для расчета согласующих элементов можно воспользоваться формулами (5.28) — (5.31). Для повышения точности согласования диодов необходимо учитывать и фильтры по зеркальному каналу в приемном тракте, и изменение входного сопротивления диодов при включении конкретного согласующего элемента. Такой расчет можно провести только с использованием оптимизации на ЭВМ. На рис. 5.18, б согласующий элемент представлен отрезками линий 3 и 4. Четвертьволновые низкоомные разомкнутые отрезки МПЛ 6, замыкающие цепь с ДВШ по СВЧ, следует рассчитывать с учетом укорочения вследствие влияния паразитной емкости.

Потери преобразования БС при условии, что $L_{д.мин} = 5,5$ дБ; $L' = 0,5$ дБ; $r' = 1,1$, равны $L_{б.с} = L_{д.мин} + L'_{б.с} = 5,5 + 0,25 = 5,75$ дБ. Используя рис. 5.17, по величине $\delta_{б.с} = \delta_m + L' + 10 \lg r' = 0,3 + 0,5 + 10 \lg 1,1 = 1,2$ дБ определим коэффициент подавления шума гетеродина $K_{ш.г} = 24$ дБ (250 раз). Удельное шумовое отношение гетеродина согласно формуле (5.32)

$$n_{г0} = \text{antlg} \{ (174 + S_{ш.г}) / 10 \} = \text{antlg} 1,4 = 25.$$

Учитывая максимальную мощность гетеродина 10 мВт, найдем полное шумовое отношение гетеродина $n_r = 25 \cdot 10 = 250$. Определим шумовое отношение или относительную шумовую температуру диода [83]

$$t_{ш.д} = K_{норм} / L_d - K_{ш.у} + 1 = 5,02 / 3,98 - 1,41 + 1 = 0,85.$$

Коэффициент шума БС (при $L_m = 0,3$ дБ) согласно формуле (5.31)

$$K_{ш.бс} = 4,03 (0,85 + 250 / 4,03 \cdot 250 + 1,58 - 1) = 6,76 (8,3 \text{ дБ}).$$

Таким образом, смеситель, топология которого изображена на рис. 5.18, б, имеет следующие параметры: $L_{б.с} = 5,75$ дБ; коэффициент шума БС 8,3 дБ; подавление зеркальной частоты более 15 дБ за счет режекторного фильтра 2, который служит для создания КЗ по зеркальному каналу, для уменьшения потерь преобразования и входного сопротивления смесителя; подавление зеркального канала до 40 дБ достигается дополнительным полосно-пропускающим фильтром на сигнальном входе смесителя, который легко рассчитать методами, рассмотренными в гл. 3; подавление комбинационных составляющих значительно больше

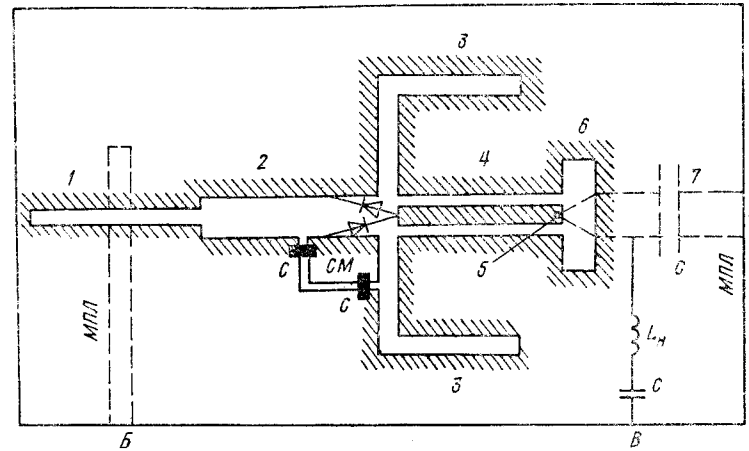


Рис. 5.19. Топология схемы смесителя на комбинациях линий передачи:

C — конденсаторы; $СМ$ — «островок» для подачи смещения на диоды; L_u — индуктивность; A — вход гетеродина; B — вход сигнала; B — выход ПЧ

20 дБ, так как согласно номограмме (рис. 5.9) они отсутствуют в полосе ПЧ; подавление шумов гетеродина 24 дБ за счет балансности смесителя. Подробный анализ смесителя и оптимизацию его схемы можно выполнить на ЭВМ.

Смесители на комбинациях линий передачи. Для построения схем смесителей используют комбинации различных микроволновых линий передачи. В таких смесителях за счет различной поляризации силовых линий Е-поля на стыке щелевой и копланарной линий можно значительно увеличить развязку между сигнальным и гетеродинным входами. Топология схемы смесителя из комбинаций микрополосковой, щелевой и копланарной линий передачи изображена на рис. 5.19. Переход 1 связывает входную МПЛ со щелевой, в которую с помощью трансформатора 2 последовательно включены смесительные диоды. Эти диоды включены параллельно в копланарную линию 4, которая связана переходом 5 с воздушной линией (выход промежуточной частоты) и МПЛ 7 (вход гетеродина). Шлейфы 3 и 6 являются загораживающим фильтром для идущего от входа B сигнала СВЧ, а также участвуют в согласовании диодов. Расчет этого смесителя рассмотрен в работах [33; 83].

Если необходимо реализовать ДБС, то применяют комбинацию линий (рис. 5.20, а) [83]. Если диоды включены в плечи 2—5, то сигнал, поступающий через плечо 1, делится поровну и синфазно, а сигнал, поступающий через плечо 6, делится поровну, но будет поступать в плечи 3, 4 синфазно, а в плечи 2, 5 — со сдвигом фазы на 180° . Конструкция ДБС с использованием комбинаций микрополосковых, щелевых и связанных линий показана на рис. 5.20, б. Смеситель состоит из микроволнового Т-моста и двух БС на диодах Шоттки. На выходе такого смесителя присутствуют только комбинации $m f_r \pm j_c$, где m —

нечетное целое число. Согласование диодов с выходом Т-моста осуществляется в щелевых линиях.

Микроэлектронный Т-мост (рис. 5.21) представляет собой петлю из щелевых линий 9, причем длина от сечения 6 до сечения 5 имеет нечетное число (в данном примере три) четвертей длины волны в линии. Петля соединена в сечении 6 с копланарной линией, которая соединена с выходом Т-моста.

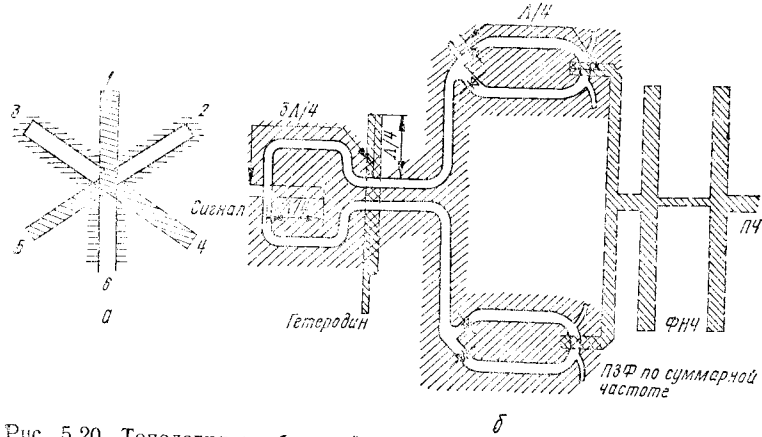


Рис. 5.20. Топология комбинаций линий для ДБС (а) и конструкция ДБС (б):

1, 4, 5 — микрополосковые линии; 2, 3, 6 — щелевые линии (сплошными линиями обозначены щелевые и копланарные линии на подложке, штриховыми — полосковые линии на обратной стороне подложки)

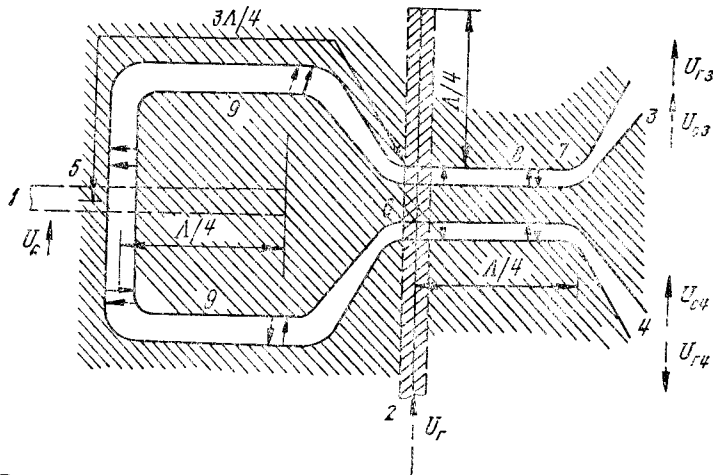


Рис. 5.21. Топология микроэлектронного Т-моста

ланарной линией, имеющей длину до сечения 7, равную четверти длины волны в линии. В сечении 7 копланарная линия расходится на две щелевые, которые заканчиваются выходами 3 и 4. Мост работает следующим образом [83]. Напряжение сигнала со входа 1 при помощи микрополоскового щелевого перехода 5 попадает на щелевую линию 9, затем идет через четвертьволновой отрезок 8 к выходам 3 и 4, на которые U_c попадает в одинаковой фазе. Напряжение гетеродина U_r со входа 2 при помощи микрополоскового копланарного перехода 6 попадает в копланарную линию 8, по которой распространяется до сечения 7. В этом се-

чении копланарная линия расходится на две щелевые, векторы электрического поля в которых противофазны друг другу, что обеспечивается структурой поля в копланарной линии. Петля из щелевых линий 9 трансформируется в сечении 6 в виде короткозамыкателя копланарной линии, так как электрическое поле выходит из копланарной линии в первую и вторую щелевые линии 9 в противо-

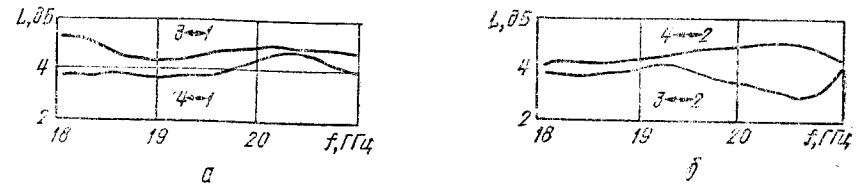
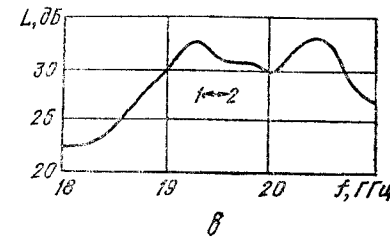


Рис. 5.22. Экспериментальные характеристики потерь между входами и выходами Т-моста:

а — в фазе; б — в противофазе; в — характеристики развязки: 1 — вход сигнала; 2 — выход гетеродина; 3, 4 — выходы моста



ложных фазах (из-за структуры поля в копланарной линии). Таким образом, мощность гетеродина не ответвляется во вход 1. Мощность сигнала также не ответвляется во вход 2, так как переход 6 не работает для мощности сигнала, идущей от входа 1 из-за того, что идущая из петли волна имеет такую поляризацию поля, что не создает в копланарной линии поля, возбуждающего микрополосковый резонатор перехода 6.

На рис. 5.22 показаны экспериментальные характеристики потерь между входами и выходами микроэлектронного Т-моста (рис. 5.21), выполненного на

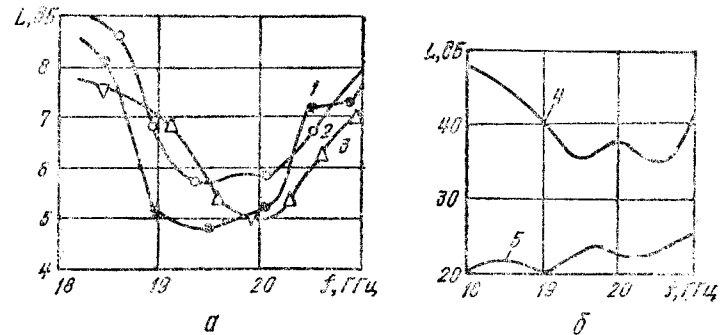


Рис. 5.23. Зависимости потерь преобразования ДБС от частоты сигнала (а) и развязки каналов (б):

1 — $P_r = 13,7$ дБ мВт; $f_r = 18,7$ ГГц; 2 — $P_r = 15,1$ дБ мВт; $f_r = 20$ ГГц; 3 — $P_r = 14,5$ дБ мВт; $f_r = 20,7$ ГГц; 4 — гетеродина — промежуточной частоты; 5 — сигнала — гетеродина

керамике толщиной 0,3 мм с $\epsilon = 9,6$, который работает в полосе 18–20,5 ГГц [83]. С использованием этого моста выполнен макет ДБС, работающий на этих же сигнальных частотах и имеющий $f_{\text{ш}} = 0...3$ ГГц. Переход на выходные МПЛ осуществляется в обход БС с помощью сквозных штырьков, диаметр которых 0,5 мм. Применены диоды Шоттки из арсенида галлия, которые имеют следующие параметры: последовательное сопротивление $R_s = 2,5$ Ом, емкость при нулевом смещении $C_k = 0,05$ пФ, коэффициент шума диода 1,17; полное сопротивление диода на $f = 20$ ГГц $z = 20 - j40$ Ом при токе смещения 0,5 мА, который соответствует минимуму потерь преобразования. Пассивные проводники выполнены

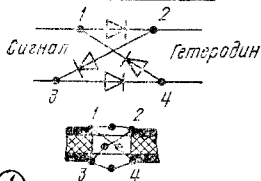
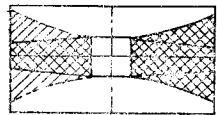
фотолитографическим способом; 500 Å нихрома и 6000 Å золота нанесены с помощью вакуумного напыления. После этого слой золота доведен до 3 мкм с помощью химического осаждения с последующим фототравлением. На рис. 5.23, а показаны зависимости потерь преобразования ДБС от частоты для различных гетеродинных частот, а на рис. 5.23, б — развязки между каналом гетеродина и сигнальным (или каналом ПЧ).

Более сложные примеры разработанных СВЧ смесителей приведены в табл. 31 [83]. Недостатки двойного балансного смесителя — двустороннее расположение проводящих линий сигнала и гетеродина с точным совмещением их рисунков, раз-

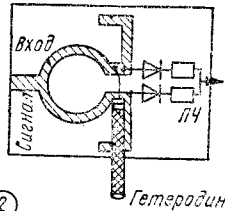
Продолжение табл. 31

Таблица 31

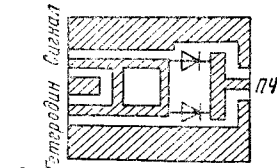
Параметры	ДБС на симметрирующих трансформаторах	Кремниевый смеситель	Смеситель на комбинации ПЧЛ и КЛ	ДБС на комбинации ПЧЛ и МПЛ	Смеситель на комбинации МПЛ и ПЧЛ	ДБС на комбинации ПЧЛ и КЛ	ДБС на ПЧЛ
Номер схемы топологии	1	2	3	4	5	6 и 7	8 и 9
Диапазон частот	1—18 ГГц	5,5—12,4 ГГц	0,5 октавы	1—18 ГГц (20%)	1—2 октавы	1,5—5 ГГц	0,4—18 ГГц
Развязка сигнал — гетеродин, дБ КСВ:	20	13	15	15	30	20	20—30
входа сигнала	2	3,5	1,5	1,5	1,5—2	1,5—2	1,5
входа гетеродина	2	Не нормируется	1,5	1,5	1,5—2	1,5—2	1,5
Потери преобразования, дБ	9	10	8	8	8	6,5—7	3



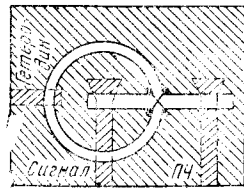
1



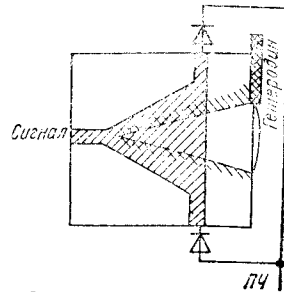
2



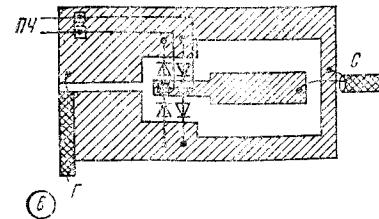
3



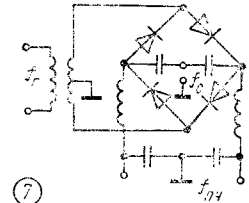
4



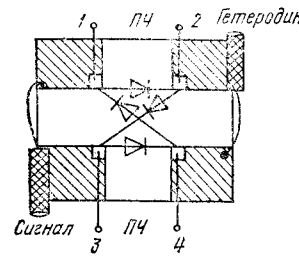
5



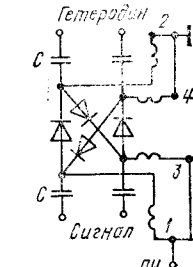
6



7



8



9

мещение диодов в ограниченном пространстве с выводами диодов на обе стороны подложки. Камертонный смеситель построен по БС и имеет частотный диапазон до октавы. В смесителе на копланарно-щелевом трехдцибельном нормальном ответвителе (НО) рисунок расположен с одной стороны подложки. Развязка сигнал — гетеродин получается за счет НО. Для построения смесителя с ПЧ, находящейся в СВЧ диапазоне, можно использовать ДБС на комбинации ПЧЛ и МПЛ. Резкий рост потерь в ПЧЛ обнаружен на частотах ниже 400 МГц. Частотный диапазон до 0,5 октавы вследствие наличия узкополосных четвертьволновых переходов с микрополосковой линии на щелевую и щелевого кольца для съема сигнала ПЧ. Широкополосный смеситель на комбинации МПЛ и ПЧЛ, волноводным аналогом которого является смеситель на основе двойного волноводного тройника, имеет высокую развязку между входами. Смеситель трудно изготовить, так как требуется точное совмещение рисунков с обеих сторон платы. Широкополосный ДБС в копланарно-щелевом исполнении с включенными по мостовой схеме ДБШ работает в трехоктавной полосе, ограничиваемой только высокоомным четвертьволновым копланарным отрезком, через который подается сигнал [91]. Схема интересна не только односторонним исполнением и сравнительно низкими потерями преобразования, но также возможностью подвода к диодам постоянного смещения при незначительном ее изменении. Широкополосный ДБС на ПЧЛ технологически прост и имеет высокие параметры в широкой полосе частот, рисунок расположен с одной стороны платы. Роль входных трансформаторов выполняют переходы с коаксиальных линий на ПЧЛ и трансформаторы импедансов, выполненные на ПЧЛ для согласования с мостовой сборкой, которая нагружает ПЧЛ. Проводники ПЧ имеют индуктивный характер на СВЧ и, следовательно, большое входное сопротивление. Перпендикулярное расположение выводов ПЧ относительно ПЧЛ увеличивает развязку гетеродин — ПЧ. Емкости имеют малое сопротивление на СВЧ и высокое на ПЧ. Отметьте резонансных отрезков позволяет иметь широкую рабочую полосу, ограниченную снизу возможностями ПЧЛ, а сверху — критической частотой диода. Возбуждение осуществляется коаксиальным кабелем, разделка которого проводится на токарном станке, а пайку проводят с особой тщательностью. Эти технологические операции сильно влияют на параметры смесителя. Можно применять широкополосные стационарные переходы со ПЧЛ на коаксиальную.

УСТРОЙСТВА НА *p-i-n* ДИОДАХ

6.1. ПАРАМЕТРЫ УПРАВЛЯЮЩИХ ДИОДОВ ДЛЯ СВЧ

Наибольшими техническими возможностями обладают в настоящее время диоды с *p-i-n*-структурой или *p-i-n*-диоды, так как они удовлетворяют противоречивым требованиям, предъявляемым к современным управляемым устройствам СВЧ. Эквивалентная схема *p-i-n*-диода, используемая при проектировании

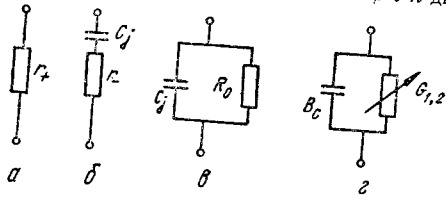


Рис. 6.1. Эквивалентная схема *p-i-n*-диода:

а — при прямом смещении; б — при обратном смещении и последовательном включении; в — то же и параллельном включении; г — в двух состояниях в виде параллельных проводимостей; r_+ — сопротивление потерь при положительном смещении; C_j — емкость

p-i-n-диода; r_- — последовательное сопротивление потерь при нулевом или отрицательном смещении; R_0 — параллельное сопротивление потерь при нулевом или отрицательном смещении ($R_0 = r_-$); B_C — реактивная проводимость *p-i-n*-диода; $G_{1,2}$ — активная проводимость *p-i-n*-диода в двух состояниях

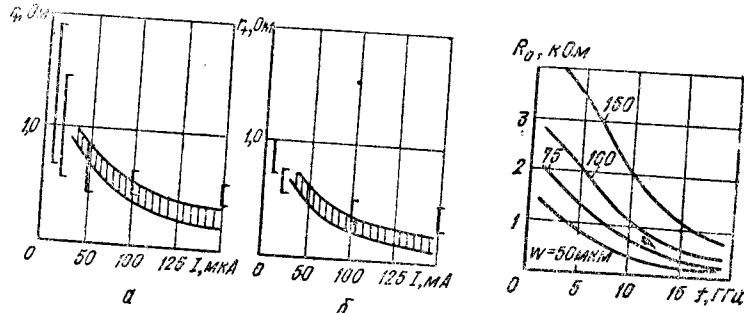


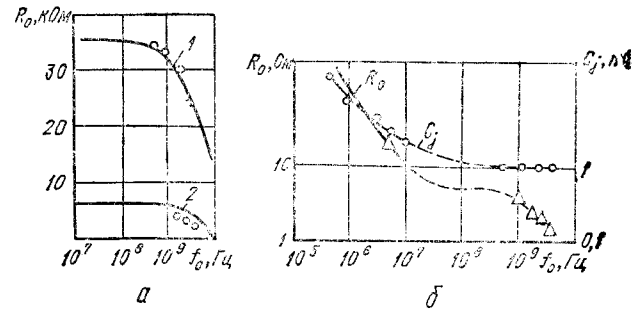
Рис. 6.2. Зависимость сопротивления *p-i-n*-диода от тока на частоте $f = 9$ ГГц при $S = 1 \times 1$ мм²; $\tau = 1,5$ нс: а — $\omega = 100$ мкм; б — $\omega = 75$ мкм

Рис. 6.3. Зависимость сопротивления R_0 *p-i-n*-диода от частоты при $S = 1$ мм²; $P_0 = 5 \cdot 10^{13}$ см⁻³

управляющих устройств, показана на рис. 6.1, а зависимость сопротивления *p-i-n*-диодов с разной толщиной *i*-области ω от тока на частоте 9 ГГц — на рис. 6.2. Штриховкой показана область сопротивлений *p-i-n*-диода, соответствующая разбросу удельного контактного сопротивления $R_k = (1...8) \cdot 10^{-4}$ Ом · см². Вертикальные линии соответствуют экспериментальным значениям сопротивления *p-i-n*-диода с учетом разброса, полученного при измерении партии. В равновесном состоянии ($U_{см} = 0$) или при подаче отрицательного напряжения смещения ($U_{см} < 0$) *p-i-n*-диод можно представить одномерной моделью конденсатора со слюистой диэлектрической структурой.

На рис. 6.3 показана зависимость активного сопротивления R_0 *p-i-n*-структуры [131] от частоты для различной толщины *i*-области ω , а на рис. 6.4, а — аналогичные зависимости для *p-i-n*-диодов с $\omega = 150$ мкм, выполненных по одинаковой технологии из одинакового исходного кремния с удельным сопротивлением $\rho = 60...80$ Ом · м, различающихся только площадью. На рис. 6.4, б изображены зависимости R_0 и C_j , полученные методом измерения полного сопротивления на СВЧ в коаксиальной камере и измерения полного сопротивления *p-i-*

Рис. 6.4. Зависимость сопротивления R_0 *p-i-n*-диода от частоты для $\omega = 150$ мкм и различной площади S (1 — $S = 0,5 \times 0,5$ мм²; 2 — $S = 1,2 \times 1,2$ мм²) (а) и зависимость сопротивления R_0 и емкости C_j *p-i-n*-диода от частоты при $\omega = 150$ мкм и $S = 1,2 \times 1,2$ мм² (б)



n-диода на низких частотах для ионно-легированного *p-i-n*-диода с толщиной *i*-области 150 мкм площадью $S = 1,2 \times 1,2$ мм² и времени жизни носителей $\tau_{30} = 10^{-8}$ с. Увеличение сопротивления R_0 и емкости C_j с понижением частоты ($\omega \ll \tau_{mo}^{-1}$) объясняется свойствами *p-i-n*-структуры на низких частотах [131], определяемых главным образом свойствами переходов. В области, где частота ω соизмерима с τ_{mo}^{-1} , сопротивление R_0 от частоты не зависит. В табл. 32 приведены типичные параметры *p-i-n*-диодов [131].

Таблица 32

C_j , пФ	r_+ макс', Ом	r_- макс', Ом	$U_{обр}$, В	$I_{мин}$, мА	ω , мкм	Диаметр диода d , мкм
0,22—0,3	1,5	2,0	50	5,0	5,0	100
0,5—0,6	0,7	0,7	600	50	50	50
0,5—0,6	0,8	0,7	800	50	70	650
1,6—1,8	0,4	0,3	600	50	70	1050
0,5—0,6	0,8	0,7	1000	70	100	59
1,8—2,0	0,4	0,3	1500	100	150	1700

При расчете управляющих устройств СВЧ используют эквивалентную схему *p-i-n*-диода, включенного в линию при $R_{от} = r_+$; $R_{зак} = r_-$ (рис. 6.5) [83]. Для сравнения *p-i-n*-диодов вводится параметр — качество диода [106]

$$K_d = |z_{д,зак}| / |z_{д,от}|,$$

где $z_{д,от}$, $z_{д,зак}$ — полное сопротивление диода в открытом и закрытом режимах.

Диод, представленный в виде нагрузки, характеризуется коэффициентом отражения

$$\Gamma_d = \frac{R_d + jX_d + jz_0 \operatorname{tg} \beta l - z_0}{R_d + jX_d + jz_0 \operatorname{tg} \beta l + z_0},$$

где z_0 — волновое сопротивление линии; $\beta = 2\pi/\lambda$; l — длина от места отсчета до диода; λ — длина волны в линии передачи.

Зная измеренные на частоте $\omega_0 = 2\pi f_0$ параметры Z_d и паспортные L_d и C_d , можно рассчитать другие данные:

$$L_d = \frac{X_{д,от}}{\omega_0} - \frac{L_d}{Q_0}; \quad R_{от} = R_{д,от} Q_0^2;$$

$$C_j = \frac{1 + \omega_0 C_d (X_{д,зак} - \omega_0 L_d)}{\omega_0 [\omega_0 L_d - (X_{д,зак} - \omega_0 L_d) Q_0]}; \quad R_{зак} =$$

$$= R_{д,зак} \left[1 - \omega_0 C_d \left(\omega_0 L_d - \frac{1}{\omega_0 C_j} \right) \right]^2,$$

Рис. 6.5. Эквивалентная схема *p-i-n*-диода, включенного в линию

$$\text{где } Q_0 = 1 - \omega_0^2 L_d C_d; \quad \omega_0 = 2\pi f_0.$$

6.2. РАСЧЕТ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ НА $p-i-n$ ДИОДАХ

Широко распространены два вида фазовращателей (ФВ): проходные и отражательные. Схемы построения отражательных фазовращателей (ОФ) с последовательным и параллельным включением диодов показаны на рис. 6.6. Простейший ОФ представляет собой схему с идеальным трансформатором и отрезком линии передачи, имеющим электрическую длину θ и волновое сопротивление z_1 (рис. 6.6, а) [131]. Эквивалентную схему управляющего диода VD представим как параллельное соединение емкостной проводимости jB_C и переменной проводимости G (рис. 6.1, а), принимающей два значения G_1 и G_2 , причем

$$\bar{G}_1 = G_1 z_1 \gg 1; \quad \bar{G}_2 = G_2 z_1 \ll 1; \quad G_1 = \omega^2 C_j r_-; \quad G_2 = 1/r_+.$$

Синтез ОФ, оптимизированных по фазе и потерям, выполняется следующим образом. Заданы параметры диода и волновое сопротивление линии передачи z_0 (рис. 6.6). Требуется найти параметры элементов ОФ, при которых скачок фазы

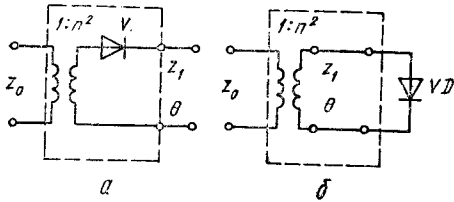


Рис. 6.6. Схемы отражательного фазовращателя с последовательным (а) и параллельным (б) включениями диода

$$\Delta\varphi = \arg \Gamma_{\text{вх1}} - \arg \Gamma_{\text{вх2}}$$

имеет заданную величину $\Delta\varphi_0$, постоянную в полосе частот, а потери в ФВ в двух фазовых состояниях равны, т. е. выполняется условие $|\Gamma_{\text{вх1}}| = |\Gamma_{\text{вх2}}|$. Для обеспечения стабильности фазы в полосе частот должно выполняться равенство

$$\frac{d\varphi_1}{d\omega} = \frac{d\varphi_2}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$$

Методика расчета отражательного фазовращателя заключается в следующем.

Для выбранного $p-i-n$ -диода, имеющего параметры r_- , r_+ и C_j , определяют волновое сопротивление z_1 отрезка линии, непосредственно к которому подключается $p-i-n$ -диод, и находят сдвиг фазы:

$$\Psi = \arctg \bar{B}_C.$$

Из условия оптимизации по фазе находят электрическую длину

$$\theta_{\text{опт}} = (3\pi/4) - \Psi/2.$$

По требуемому значению фазового сдвига $\Delta\varphi$ определяют коэффициент трансформации n^2 . На практике в качестве трансформатора обычно используют ступенчатое изменение волнового сопротивления линии или четвертьволновой трансформатор

$$z_1 = \sqrt{r_+/(r_- - r_+)}/\omega C_j, \quad \text{или} \quad z_1^{-1} = \omega C_d \sqrt{r_-/r_+} \quad \text{при} \quad B_C^2 \ll 1;$$

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 2 \arctg \frac{2n^2 \cos \Psi}{(1 - n^4) + (1 + n^4) \sin \Psi}.$$

Модуль коэффициента отражения от $p-i-n$ -диода

$$|\Gamma_d| = \sqrt{[(\bar{G} - 1)^2 + \bar{B}_C^2]/[(\bar{G} + 1)^2 + \bar{B}_C^2]},$$

где \bar{B}_C — емкостная нормированная проводимость; \bar{G} — переменная нормированная проводимость (см. рис. 6.1, а), принимающая два значения \bar{G}_1 и \bar{G}_2 . Мощность, теряемая в диоде, $P_d = P_0(1 - |\Gamma_d|)^2$.

Номограммы для численных расчетов показаны на рис. 6.7. Заданным значениям $\Delta\varphi$ (причем каждое значение $\Delta\varphi$ представлено на номограмме тремя шкалами) и отношению r_-/r_+ соответствуют параметры n^2 , θ , \bar{B}_C , значения которых находят в точке пересечения шкал с перпендикуляром, опущенным из соответ-

ствующей точки r_-/r_+ . На номограмме (рис. 6.7, б) для $\Delta\varphi = 45^\circ$ значение $\theta = 0^\circ$ соответствует для всей области изменения отношения r_-/r_+ .

Наибольшее применение в практике получили проходные фазовращатели (рис. 6.8, а). Для разделения падающей и отраженной волн в нем используется трехдесибельный направленный ответвитель (НО). Сигнал поступает на вход 1 и снимается с выхода 2 направленного ответвителя. Выходы 3 и 4 нагружены на отражающие фазовращатели, состоящие из управляемых $p-i-n$ -диодов и закорачивающих штырей. Сигнал, поступающий на вход 1, делится трехдесибельным направленным ответвителем поровну между его выходами 3 и 4. Проходя через отражающие фазовращатели, отраженные сигналы складываются на выходе 2. Таким образом, все устройство образует схему проходного фазовращателя, в котором фазовый сдвиг определяется в основном фазовыми сдвигами двух отражательных фазовращателей на $p-i-n$ -диодах. Основными параметрами фазовращателей в функции от частоты сигнала и управляющего напряжения являются: фазовый угол коэффициента передачи

$$\varphi = \Psi_1(f_1, U_{\text{упр}}),$$

модуль коэффициента передачи

$$|\tau| = \Psi_2(f_1, U_{\text{упр}});$$

модуль коэффициента отражения

$$|\Gamma| = \Psi_3(f_1, U_{\text{упр}}).$$

Запишем коэффициенты отражения и передачи одного звена (дискрета) фазовращателя, выраженные через коэффициенты рассеяния ответвителя и отражающих фазовращателей [83],

$$\Gamma = S_{11} + \frac{S_{13}^2(1 - S_{44}\Gamma_2)\Gamma_1 + S_{14}^2(1 - S_{33}\Gamma_1)\Gamma_2 + 2S_{13}S_{14}S_{34}\Gamma_1\Gamma_2}{(1 - S_{33}\Gamma_1)(1 - S_{44}\Gamma_2) + S_{34}^2\Gamma_1\Gamma_2};$$

$$\tau = S_{12} + \frac{S_{13}S_{23}(1 - S_{44}\Gamma_2)\Gamma_1 + S_{14}S_{24}(1 - S_{33}\Gamma_1)\Gamma_2}{(1 - S_{33}\Gamma_1)(1 - S_{44}\Gamma_2) + S_{34}^2\Gamma_1\Gamma_2} +$$

$$+ \frac{(S_{13}S_{24} + S_{14}S_{23})S_{34}\Gamma_1\Gamma_2}{(1 - S_{33}\Gamma_1)(1 - S_{44}\Gamma_2) + S_{34}^2\Gamma_1\Gamma_2}.$$

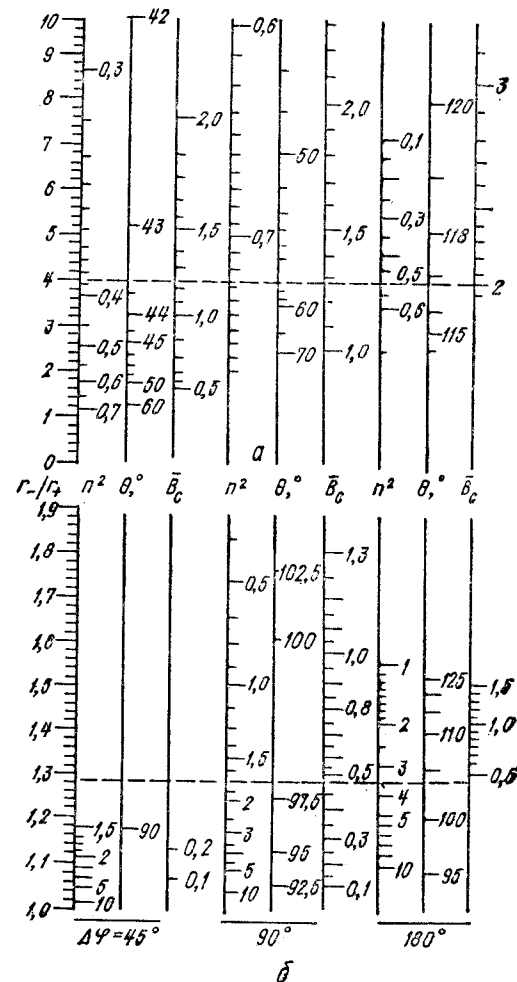


Рис. 6.7. Номограммы для расчета отражательного фазовращателя с последовательным (а) и параллельным (б) включениями диода

где S_{ij} — комплексные коэффициенты матрицы рассеяния направленного ответвителя; Γ_1, Γ_2 — комплексные коэффициенты отражения управляющих диодов в сечении 4 (рис. 6.8, б).

Для идеального ответвителя

$$\Gamma = S_{13}^2 \Gamma_1 + S_{14}^2 \Gamma_2; \quad \tau = S_{13} S_{11} (\Gamma_1 + \Gamma_2).$$

При этом требуемый фазовый сдвиг получается путем изменения фазы коэффициентов отражения $\angle \Gamma_{от}$ и $\angle \Gamma_{зак}$ открытого и закрытого диодов.

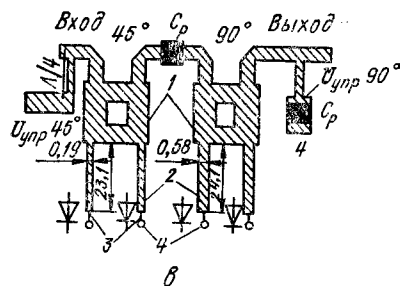
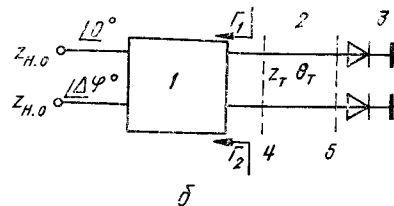
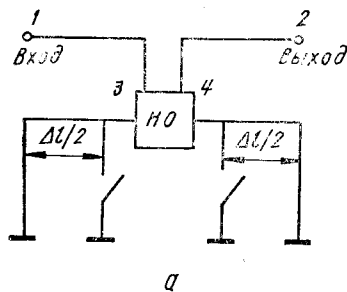


Рис. 6.8. Эквивалентная схема: а — отражательного фазовращателя с направленным ответвителем; б — одного звена фазовращателя с трехдобибельным направленным ответвителем; в — топологическая схема фазовращателя; 1 — ответвитель; 2 — согласующая линия; 3 — диоды; 4 — сечение отсчета фазы; 5 — сечение подключения диодов

Запишем входную проводимость в сечении 4 (рис. 6.8, в), нормированную по волновому сопротивлению выходов направленного ответвителя $z_{н.о}$ и выраженную через сопротивление диодов $Z_{д.от.зак}$ в сечении 5 (рис. 6.8, б), трансформированное линией длиной θ_T и волновым сопротивлением z_T в сечении 4

$$Y_L = \frac{(z_{д.от.зак}/z_T) j \operatorname{tg} \theta_T + 1}{(z_{д.от.зак}/z_{н.о}) + (z_T/z_{н.о}) j \operatorname{tg} \theta_T}.$$

Учитывая влияние на фазу только изменения реактивной части входного сопротивления диода, заменим z_d на jX_d . Представим входную проводимость диода в сечении 4 в виде $Y_L = g_L + jb_L$, тогда

$$jb_{L.от.зак} = j \left[-\frac{(-X_{д.от.зак}h + z_T) z_{н.о}}{z_T X_{д.от.зак} + z_T^2 h} \right], \quad (6.1)$$

где $h = \operatorname{tg} \theta_T$.

Коэффициенты отражения диодов в сечении 4

$$\Gamma_{L.от.зак} = \frac{1 - jb_{L.от.зак}}{1 + jb_{L.от.зак}} = |\Gamma_{L.от.зак}| \angle (-2 \operatorname{arctg}(b_{L.от.зак})).$$

Фазовый сдвиг в сечении 4

$$\Delta\Phi = 2(\operatorname{arctg} b_{L.от} - \operatorname{arctg} b_{L.зак}). \quad (6.2)$$

Потери мощности в фазовращателе определяются коэффициентом отражения между направленным ответвителем 1 и согласующей линией 2, т. е. отражением в сечении 4

$$L = 20 \lg |\Gamma_{L.от.зак}|.$$

Если не принять специальных мер, то при открытом и закрытом диодах потери различные, а при равенстве потерь соблюдаются соотношения $L_{от} = L_{зак}$; $|\Gamma_{L.от}| = |\Gamma_{L.зак}|$:

$$\Delta\Phi/2 = \operatorname{arctg} b_{L.от} - \operatorname{arctg} b_{L.зак};$$

$$(t_{от} + q)/s_{от} = (t_{зак} + p)/s_{зак}, \quad (6.3)$$

где

$$s_{от.зак} = z_T^2 (X_{д.от.зак} \cos \theta_T + z_T \sin \theta_T)^2 + z_{н.о}^2 (z_T \cos \theta_T - X_{д.от.зак} \sin \theta_T)^2;$$

$$t_{от.зак} = [(X_{д.от.зак} \sin \theta_T)^2 + z_T^2] \frac{\theta_{T,j_0}}{j_0 \cos^2 \theta_{T,j_0}};$$

$$q = z_T \left[2\pi L_B + \frac{2\pi L_D (1 + \omega^2 L_D^2 C_D)}{(1 - \omega^2 L_D C_D)^2} \right];$$

$$p = z_T \left\{ \frac{L_D + \left(\frac{1}{\omega_0^2 C_f} \right) + C_D \left[\omega_0 L_D - \left(\frac{1}{\omega_0 C_f} \right) \right]^2}{\left[1 - \omega_0 C_D \left(\omega_0 L_D - \frac{1}{\omega_0 C_f} \right) \right]^2} \right\},$$

причем $s_{от.зак}$ определяют на крайней частоте диапазона. При коррекции ошибок на ЭВМ решают систему уравнений (6.1) и (6.2) [83].

Пример 21. Рассчитать топологическую схему двухдискретного фазовращателя (рис. 6.8, в) в полосе частот 1,5...1,7 ГГц. Заданы параметры $\Delta\Phi = 45^\circ$ и 90° ; параметры диода: $X_{д.от} = 17,5$ Ом; $X_{д.зак} = -50$ Ом; $L_D = 1,25$ нГн; $C_D = 0,2$ пФ, волновое сопротивление направленного ответвителя $z_{н.о} = 50$ Ом. Для упрощения примем, что $\theta_{T,j_0} = 90^\circ$ для обоих дискретов. По формулам (6.1, 6.2) определяем $z_{T(45^\circ)} = 91,1$ Ом; $z_{T(90^\circ)} = 62,3$ Ом. Вычисляем $\Delta\Phi$ на крайней частоте $f = 1,5$ ГГц по выражению (6.2); $\Delta\Phi_{(45^\circ)} = 49^\circ$; $\Delta\Phi_{(90^\circ)} = 95,5^\circ$. При коррекции можно уменьшить ошибку $\Delta\Phi_{(45^\circ)} = 46^\circ$, $\Delta\Phi_{(90^\circ)} = 91^\circ$. При этом $z'_{T(45^\circ)} = 91,8$ Ом; $z'_{T(90^\circ)} = 63$ Ом; $\theta_{T,j_0(45^\circ)} = 110,75^\circ$; $\theta_{T,j_0(90^\circ)} = 118,7^\circ$. Минимальные потери (0,08 дБ на диод) для дискрета 90° получаются при $L_B = 9$ нГн, $R_{от} = 0,5$ Ом [83].

Фазовращатель выполнен на поликоре с $\epsilon = 9,6$ толщиной 1 мм. Ширина согласующих линий: $w_{91,8} = 0,19$ мм; $w_{63} = 0,58$ мм. Длина $l_{110,75} = 23,1$ мм, $l_{118,7} = 24,3$ мм. Управляющее напряжение подается через закороченный четвертьволновой отрезок.

6.3. РАСЧЕТ АТТЕНУАТОРОВ НА $p-i-n$ ДИОДАХ

Наибольший практический интерес представляет схема аттенуатора с параллельным включением управляющих элементов ($p-i-n$ -диодов) в СВЧ тракт (рис. 6.9). Такое включение обеспечивает минимальные прямые потери, наилучшее согласование в режиме пропускания и значительный динамический диапазон вносимого затухания [31; 117]. Нормированные входные проводимости для схемы на рис. 6.9, а [28]

$$y_{вхл} = 1; \quad y_{вхк} = \frac{(y_{k+1} + y_{нхк+1}) + j \operatorname{tg} Q_k}{1 + j(y_{k+1} + y_{вхк+1}) \operatorname{tg} Q_k}.$$

где $y_{вхk}$ — нормированная проводимость, пересчитанная в k -е сечение со стороны нагрузки; Q_k — электрическая длина между управляющими элементами; y_k — нормированная проводимость k -го управляющего элемента, состоящего из последовательно соединенных резистора и диода.

Вносимое затухание

$$L_i = \frac{1}{\left| \frac{2}{1+y_x} \prod_{k=0}^n (\cos Q_k - jy_{вхk} \sin Q_k) \right|^2},$$

где $y_x = y_1 + y_{вх}$.

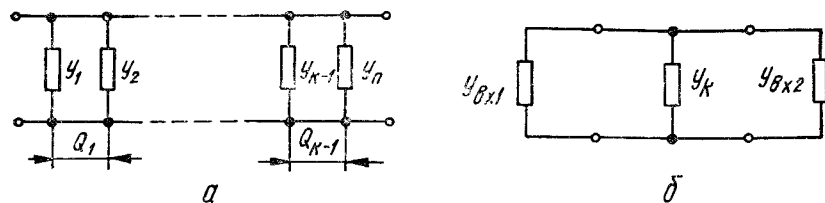


Рис. 6.9. Схема аттенюатора с параллельным включением управляющих элементов в СВЧ тракт (а), эквивалентная схема аттенюатора для расчета мощности, выделяющейся в k -м управляющем элементе (б)

Фазовый угол

$$\varphi_i = \arctg \frac{\text{Im}(IO)}{\text{Re}(IO)}; \quad IO = \frac{2}{1+y_x} \prod_{k=0}^n (\cos Q_k - jy_{вхk} \sin Q_k).$$

При условии $Q = \pi/2$ входные проводимости

$$y_{вхn} = 1; \quad y_{вхn+1} = \frac{1}{y_n + 1}; \quad y_{вх1} = \frac{1}{y_2 + \frac{1}{y_3 + \dots + \frac{1}{y_n + 1}}}.$$

Условие согласования со стороны входа $y_x = y_1 + y_{вх1} = 1$. Проводимость управляющего элемента, включенного в линию передачи:

для диодов под током $y_+ = g_+ + jb_+$;

для диодов без тока $y_- = g_- + jb_-$,

где g_+ и g_- — нормированные активные проводимости; b_+ и b_- — нормированные реактивные проводимости.

Вносимое затухание

$$L_{3i} = \left(1 + \frac{g_+}{2}\right)^2 + \frac{b_+^2}{2}; \quad L_{ni} = \left(1 + \frac{g_-}{2}\right)^2 + \frac{b_-^2}{2}.$$

Для $n = 2$, т. е. для двух управляющих элементов с равными проводимостями ($y_1 = y_2 = g + jb$) вносимое затухание

$$L_{3i} = \left(1 + g_+ + \frac{g_+^2}{2} - \frac{b_+^2}{2}\right) + b_+^2 (1 + g_+)^2;$$

$$L_{ni} = \left(1 + g_- + \frac{g_-^2}{2} - \frac{b_-^2}{2}\right) + b_-^2 (1 + g_-)^2.$$

Коэффициент отражения входа всего аттенюатора

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(\text{Re } y_x - 1)^2 + (\text{Im } y_x)^2}{(\text{Re } y_x + 1)^2 + (\text{Im } y_x)^2}},$$

где $y_x = y_1 + 1/(y_1 + 1)$.

Условие независимости фазы при коммутации

$$\Delta\varphi_i = \varphi_{+i} - \varphi_{-i} = 0.$$

Связь между проводимостями в обоих состояниях (диоды под током и без тока):

$$\text{для } n = 1 \quad b_+ = [b_- (2 + g_+)]/2;$$

$$\text{для } n = 2 \quad b_+ = [b_- (2 + g_+ + g_+^2)]/2(1 + g_+).$$

При больших значениях L_{3i} следует использовать условие

$$L_{3i} = (g_{+2} + 1)^2 + b_{+2}^2,$$

причем

$$g_{+2} = g_{+1}/(1 - g_{+1}).$$

Условие стабильности фазы при переключении аттенюатора из одного состояния в другое

$$b_{+2} = b_{-2} (g_{+2} + 1).$$

Для $n = 3$ выполняются условия согласования как со стороны входа, так и со стороны выхода. Примем для дальнейшего рассмотрения, что проводимости управляющих элементов, расположенных рядом со входом или выходом аттенюатора, равны y_1 , все остальные равны y_2 . В этом случае условие согласования

$$g_2 \approx -2g_1/(g_1^2 - 1); \quad b_2 \approx [2b_1 (g_1 g_2 + 1)]/(1 - g_1^2).$$

При этом $L_{3i} = [g_2 (g_1 + 1) + 1]^2 + [b_2 (g_1 + 1) + b_1 g_2]^2$.

Связь между проводимостями

$$b_{-2} = \frac{b_{+2} (g_{+2} + 1) + b_{+1} + g_{+2}}{g_{+2} (g_{-1} + 1) + 1}.$$

При $n = 4$ условие согласования

$$g_2^2 g_1^2 + g_2 g_1 + g_1^2 \approx g_2^2; \quad b_{+1} \approx [b_{+2} (2g_{+2} - g_{+1} - 2g_{+1}^2)]/[2g_{+2}^2 + g_{+2} + 2g_{+1}]; \quad b_{-1}^2 + b_{-1} b_{-2} \approx b_{-2}^2.$$

Вносимое затухание

$$L_{3i} = \{g_2 [g_2 (g_1 + 1) + 1] + g_1 + 1\}^2 + [b_2 (1 + 2g_2 + 2g_1 g_2) + b_1 (g_2^2 + 1)]^2,$$

Для $n = 4$ условие независимости фаз при коммутации

$$b_{-2} + b_{-1} = \frac{b_{+2} (1 + 2g_{+2} + 2g_{+1} g_{+2}) + b_{+1} (g_{+2}^2 + 1)}{g_{+2} [g_{+2} (g_{+1} + 1) + 1] + g_{+1} + 1}.$$

Если при проектировании ступенчатого аттенюатора предъявляются требования к уровню флуктуаций прошедшего сигнала, вызванных нестабильностями управляющего сигнала, необходимо установить зависимость модуляции СВЧ сигнала от модуляции управляющего сигнала и соответствующие ограничения на нестабильности управляющих сигналов.

В режиме минимальных потерь относительная модуляция прошедшего СВЧ сигнала [136]:

$$\Delta U_{пр}/U_{пр} \approx n(1 - 1/\sqrt{L_{пк}}) \Delta K_r/K_r,$$

где $U_{пр}$ — эквивалентная амплитуда напряжения СВЧ сигнала прошедшей волны; n — количество управляющих элементов; $L_{пк}$ — потери для одного управля-

ющего элемента; K_r — активное сопротивление диода в режиме обратного смещения.

В режиме больших затуханий для согласованных схем:
при $n = 2$

$$\Delta U_{\text{пр}}/U_{\text{пр+}} = (1 - 1/\sqrt{L_{3i}}) \Delta r/(r + R_{i2}),$$

при $n = 3$

$$\Delta U_{\text{пр}}/U_{\text{пр+}} = (1 - 1/\sqrt{L_{3i}}) \Delta r/(r + R_{i1} - z_0); \quad R_{i1} > z_0.$$

Изменение сопротивлений зависит от изменения управляющего сигнала следующим образом [136]:

$$\Delta K_r/K_r = \Delta R/R = \frac{\alpha \sqrt{U_0/U_i} R \Delta U_0}{(\alpha R_0 U_0)};$$

$$\Delta r/r = - \frac{B^2 r}{2A(A+r)} \frac{\Delta I_0}{I_0},$$

где $r \approx \frac{A}{\sqrt{1+B I_0} - 1}$; A и B — постоянные величины для выбранного типа диодов; I_0 и U_0 — управляющий ток и управляющее напряжение; ΔI_0 и ΔU_0 — соответствующие приращения управляющего тока и управляющего напряжения; R_0 — сопротивление R при $U_0 = 0$; U_i — напряжение, при котором область объемного заряда распространяется на всю i -область; $\alpha = 2$ для резкого p - n -перехода; $\alpha \approx 3$ — для плавного.

На рис. 6.9, б изображена эквивалентная схема аттенюатора, которую используют при расчете рассеиваемой мощности. Для k -го управляющего элемента вносимое затухание

$$L_{3k} = \frac{1}{4} \left[\sqrt{\frac{y_{\text{вх1}}}{y_k}} (1 + y_{\text{вх2}}) + \sqrt{\frac{y_k}{y_{\text{вх1}}}} \right]^2.$$

Рассеиваемая мощность

$$P_y = P_r 2(\sqrt{L_k} - 1)/L_k.$$

Предположив, что реактивные составляющие проводимостей диода и резистора скомпенсированы, запишем мощности, рассеиваемые в диоде и резисторе в двух состояниях

$$P_r = P_{+y} \frac{1}{1+m_i}; \quad P_{Ri} = P_{+y} \frac{m_i}{1+m_i} = P_r m_i;$$

$$P_{kr} = P_{-y} \frac{K}{K+m_i}; \quad P_{Ri}^k = P_{-y} \frac{m_i}{K+m_i} = P_{kr} \frac{m_i}{K},$$

где K — качество диода; R_i — добавочный резистор, включенный последовательно z_0 волновому сопротивлению; r_i — добавочный резистор, включенный параллельно z_0 ; r и K_r — сопротивления p - n -диода в двух состояниях

$$m_i = R_i/r = K_r/r_i.$$

Используя приведенные выше соотношения, определяют мощность, выделяющуюся в диоде и резисторе любого управляющего элемента.

6.4. СХЕМА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КАНАЛАМИ

Одной из наиболее известных схем дискретных аттенюаторов является схема с переключаемыми каналами [141, 142]. На рис. 6.10 показаны схемы аттенюаторов с последовательным и параллельным включением диодов. Фиксированный аттенюатор A можно выполнить из резисторов по Т-образной и П-образной схемам (рис. 6.11, б), а также с использованием линии с повышенным затуханием. При использовании резисторов и соблюдении условия $S_{11} = 0$

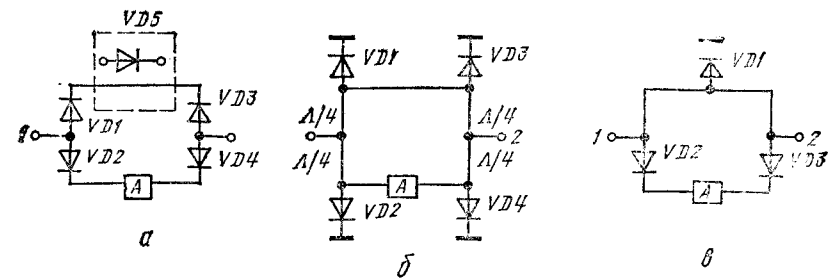


Рис. 6.10. Схемы дискретных аттенюаторов с переключаемыми каналами, включенными последовательно (а), параллельно (б) и параллельно-последовательно (в)

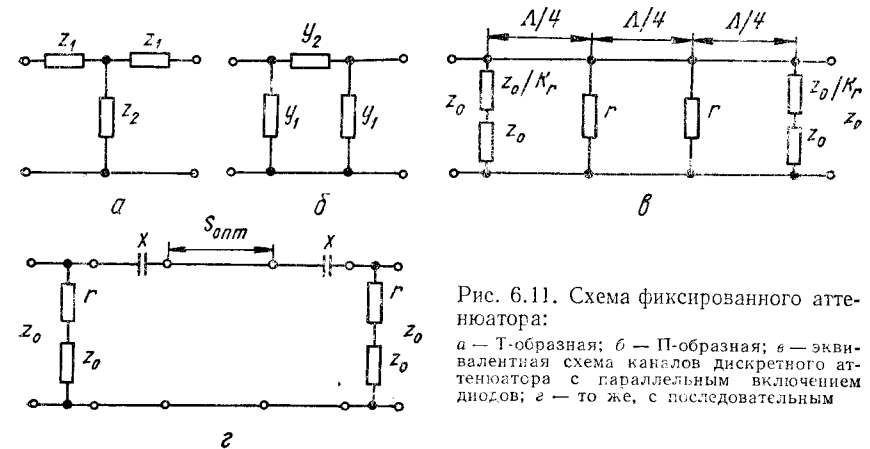


Рис. 6.11. Схема фиксированного аттенюатора:

а — Т-образная; б — П-образная; в — эквивалентная схема каналов дискретного аттенюатора с параллельным включением диодов; z — то же, с последовательным

для Т-образной схемы

$$z_2 = (1 - z_1^2)/(2z_1),$$

для П-образной схемы

$$y_2 = (1 - y_1^2)/(2y_1),$$

где z_1, z_2, y_1, y_2 — нормированные сопротивления и проводимости, которые можно выразить через S_{21} следующим образом:

$$z_1 = \frac{1 - S_{21}}{1 + S_{21}}; \quad z_2 = \frac{2S_{21}}{1 - S_{21}^2}; \quad y_1 = \frac{1 - S_{21}}{1 + S_{21}}; \quad y_2 = \frac{2S_{21}}{1 - S_{21}^2},$$

где $L = 1/|S_{21}|^2$.

Основные характеристики линии с повышенным вносимым затуханием [142]: постоянная распространения

$$\gamma = j\beta l \{ [0,5(1 + A^2 R^2/z_0^2)^{1/2} + 1]^{1/2} - j[0,5(1 + A^2 R^2/z_0^2)^{1/2} - 1]^{1/2} \},$$

характеристическое сопротивление

$$z_{\text{н}} = z_0 \{ [0,5(1 + A^2 R^2/z_0^2)^{1/2} + 1]^{1/2} - j[0,5(1 + A^2 R^2/z_0^2)^{1/2} - 1]^{1/2} \} = z_0 \sqrt{1 - jAR/z_0},$$

где $A = 2\pi l/\lambda$; l — длина линии; λ — длина волны в линии передачи; R — погонное сопротивление.

Используя приведенные соотношения, можно спроектировать фиксированный аттенюатор на требуемое затухание. При больших затуханиях в канале, в кото-

ром отсутствует фиксированный аттенуатор, необходимо получить максимальную развязку, чтобы через канал не просачивался СВЧ сигнал на выход. На рис. 6.11, в, г изображены схемы соответствующих каналов аттенуаторов с параллельным и последовательным включением диодов. Для идеальных диодов (не имеющих реактивностей) максимальное вносимое затухание получается при $Q_{\text{опт}} = 90^\circ$. При параллельном включении диодов реактивность можно скомпенсировать, и расстояние между ними также будет равно 90° . При последовательном включении это сделать сложно, и расстояние между диодами следует выбирать отличным от 90° . Оптимальное расстояние между диодами и максимальное вносимое затухание:

для схемы с параллельным включением диодов

$$Q_{\text{опт}} = 90^\circ; L_{\text{макс } i} = 4 \left[1 + \frac{z_0}{2r} + \left(\frac{z_0}{r} \right)^2 \right]^2,$$

для схемы с последовательным включением диодов

$$Q_{\text{опт}} = 0,5 \arccos \left[\frac{(4 - \mathcal{E}^2)}{(4 + \mathcal{E}^2)} \right], \text{ где } \mathcal{E} = 1/(\omega C z_0);$$

$$L_{\text{макс } i} = 0,5 [1 + \mathcal{E} \cos^2 Q + (1 + \mathcal{E}^2 + 0,5\mathcal{E}^4) \sin Q + \mathcal{E}^2 \cos 2Q + \mathcal{E}^2 \sin 2Q],$$

где ω — круговая частота; C — емкость диода,

для схемы с параллельно-последовательным включением диодов

$$L_{\text{макс } i} = 4 [1 + z_0/(2r)].$$

Величина емкости диодов влияет не только на вносимое затухание аттенуатора, но и на потери $L_{\text{пи}}$:

для схемы на рис. 6.11, а

$$L_{\text{пи}} \approx \left(1 + \frac{z_0^2}{z_0^2 + x^2} + \frac{r}{z_0} \right)^2 + 0,5 \left(\frac{z_0 x}{z_0^2 + x^2} \right).$$

для схемы на рис. 6.11, б

$$L_{\text{пи}} \approx \left(1 + \frac{2z_0}{K_r} \right)^2,$$

для схемы на рис. 6.11, в

$$L_{\text{пи}} \approx \left(1 + \frac{z_0^2}{2K_r} + \frac{z_0^2}{z_0^2 + x^2} \right)^2 + 0,5 \left(\frac{z_0 x}{z_0^2 + x^2} \right).$$

Нестабильность прошедшего СВЧ сигнала, обусловленная нестабильностью управляющего сигнала [28],

для схемы на рис. 6.10, а

$$\frac{\Delta U_{\text{пр}}}{U_{\text{пр}}} \approx \frac{1}{2(1 + \xi) \sqrt{L_{\text{пи}}}} \left(\frac{r}{z_0} \frac{\Delta r}{r} - \frac{z_0}{K_r} \frac{\Delta K_r}{K_r} \right) + \frac{\xi}{\xi + 1} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{L_{\text{си}}}} \right) \frac{\Delta K_r}{K_r};$$

для схемы на рис. 6.10, б

$$\frac{\Delta U_{\text{пр}}}{U_{\text{пр}}} \approx \frac{1}{2(1 + \xi) \sqrt{L_{\text{пи}}}} \left[\frac{r \Delta r}{z_0 r} - \frac{z_0}{K_r} \frac{\Delta K_r}{K_r} \right] + \frac{\xi}{1 + \xi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{L_{\text{си}}}} \right) \frac{\Delta r}{r};$$

для схемы на рис. 6.10, в

$$\frac{\Delta U_{\text{пр}}}{U_{\text{пр}}} \approx \frac{1}{1 + \xi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{L_{\text{пи}}}} \right) \frac{\Delta K_r}{K_r} + \frac{\xi}{1 + \xi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{L_{\text{си}}}} \right) \frac{\Delta r}{r};$$

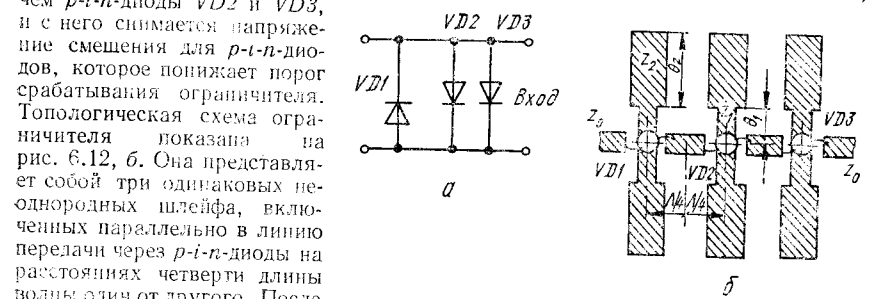
$$U_{\text{прII}} = \xi U_{\text{прI}}; U_{\text{пр}} = U_{\text{прI}} + U_{\text{прII}} = U_{\text{прI}} (1 + \xi),$$

где $U_{\text{прI}}$ и $U_{\text{прII}}$ — эквивалентные амплитуды напряжения СВЧ сигнала 1-го и 2-го каналов соответственно, прошедших на выход устройства (полагаем, что сдвиг фазы $\Delta \varphi = 0$).

Схемы с переключаемыми каналами рекомендуется использовать при больших вносимых затуханиях, так как они имеют большие габаритные размеры и вносят значительные потери в режиме малых затуханий.

6.5. РАСЧЕТ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА ДИОДАХ

Схемы ограничителей мощности выполняют с внешним управлением и без него. В последнем случае в схему дополнительно включают смесительный диод $VD1$ (рис. 6.12, а), который вследствие большей, чем у $p-i-n$ -диодов, чувствительности к СВЧ мощности открывается при меньшем уровне падающей мощности, чем $p-i-n$ -диоды $VD2$ и $VD3$, и с него снимается напряжение смещения для $p-i-n$ -диодов, которое понижает порог срабатывания ограничителя.



Топологическая схема ограничителя показана на рис. 6.12, б. Она представляет собой три одинаковых неоднородных шлейфа, включенных параллельно в линию передачи через $p-i-n$ -диоды на расстояниях четверти длины волны один от другого. После $p-i-n$ -диодов устанавливают обычно смесительный диод подпитки. Когда уровень проходящий через ограничитель мощности достигает достаточно большой величины (порядка нескольких милливольт), диод подпитки открывается. Выпрямленный ток, проходящий через него, замыкается через диоды и понижает порог открытия. Так как передний фронт прошедшего СВЧ импульса всегда наклонный, то $p-i-n$ -диоды, начав открываться с помощью диода подпитки при прохождении пониженной части фронта, уже достаточно открыты при прохождении его верхней части, т. е. быстрейшее действие ограничителя увеличивается. Когда $p-i-n$ -диоды открылись, они отражают большую часть пришедшей мощности и таким образом защищают диод подпитки.

Входное сопротивление шлейфа

$$z_{\text{ш}} = j0,5z_1 \frac{z_1 \operatorname{tg} \Theta_1 - z_2 \operatorname{ctg} \Theta_1}{z_1 + z_2 \operatorname{ctg} \Theta_2 \operatorname{tg} \Theta_1} = jD,$$

где $D = |z_{\text{ш}}|$; $\Theta = \beta l$.

Суммарная проводимость диода и шлейфа: для высокого уровня мощности

$$y_2 = 1/(z_{\text{от}} + jD),$$

для низкого уровня мощности

$$y_1 = 1/[z_{\text{зак(от)}} + j(D - x_C)],$$

где $x_C = 1/(\omega C)$; $z_{\text{зак(от)}}$ — комплексное сопротивление закрытого (открытого) диода.

Ограничитель представляет собой (рис. 6.12, б) три каскадно включенные одинаковые ячейки, состоящие из двух отрезков линий передачи с электрической длиной $\Theta/2$ и общей проводимостью диода и шлейфа y_1 или y_2 .

Потери мощности, дБ, при условии, что генератор сигналов согласован с отводящей линией [83],

$$L = 20 \lg |A| = 20 \lg \left[\frac{1}{2} \left(a_{11} \sqrt{\frac{z_H}{z_0}} + \frac{a_{12}}{\sqrt{z_H z_0}} + a_{21} \sqrt{z_H z_0} + a_{22} \sqrt{\frac{z_0}{z_H}} \right) \right],$$

где z_H — комплексное сопротивление нагрузки; a_{ij} — элементы ненормированной матрицы всего ограничителя.

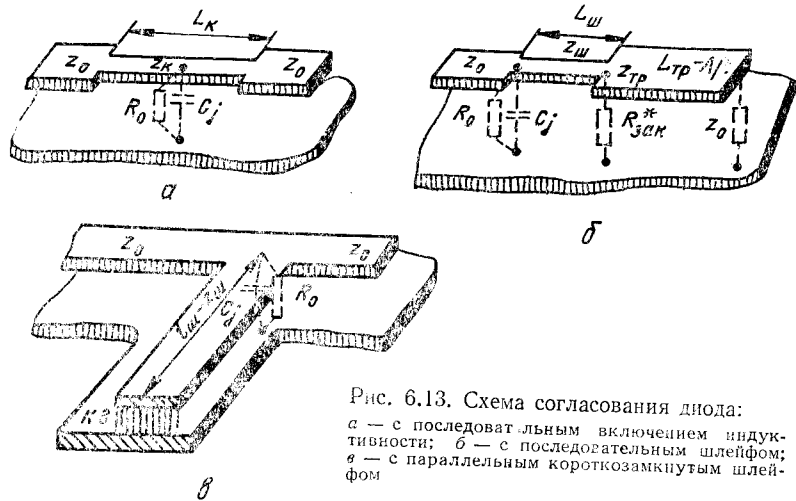


Рис. 6.13. Схема согласования диода:
 а — с последовательным включением индуктивности; б — с последовательным шлейфом; в — с параллельным короткозамкнутым шлейфом

Проводимость диода, при которой наступает порог ограничения ($L = 2$),

$$g_{сд} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \sqrt{z_{вх} z_0} - (z_{вх} + z_0)}{z_{вх} z_0},$$

где $z_{вх}$ — входное комплексное сопротивление последующей части ограничителя, в которой включены $p-i-n$ -диоды при низком уровне мощности; z_0 — сопротивление подводящей линии.

Реактивная составляющая (емкость) комплексного сопротивления закрытого диода увеличивает потери ограничителя при низком уровне прошедшей СВЧ мощности. Емкость диода можно компенсировать следующими способами: последовательным включением индуктивности (рис. 6.13, а, где L_k — компенсирующая индуктивность; C_j и R_0 — параметры диода в закрытом состоянии); последовательным включением шлейфа (рис. 6.13, б, где $z_{ш}$ — волновое сопротивление шлейфа; $l_{ш}$ — длина шлейфа; z_1 — волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора; $R_{зак}^*$ — сопротивление R_0 после трансформации шлейфом с $l_{ш}$, который компенсирует C_j):

$$l_{ш} = \operatorname{arccctg} (B_d / Y) / (2\pi / \Lambda); \quad R_{зак}^* = 1 / (\omega^2 C_j^2 R_0); \quad Y = 1 / z_{ш}; \quad B_d = \omega C_j; \\ z_{г}^2 = R_{зак}^* z_0,$$

где Λ — длина волны в линии; с помощью параллельного короткозамкнутого шлейфа (рис. 6.13, в), длина которого меньше четверти длины волны в линии

$$l_{ш} = \operatorname{arctg} \frac{x_d / z_{ш}}{2\pi / \Lambda}; \quad x_d = \frac{-B_d}{G_d^2 + B_d^2}; \quad G_d = 1 / R_0.$$

Из приведенных трех способов наиболее компактным является первый. По первому способу для компенсации емкости закрытого диода применяют последовательно включенную индуктивность, которую получают за счет включения в МПЛ отрезка с уменьшенной шириной токонесущего проводника МПЛ. Величину индуктивности L_k выбирают такой, чтобы соблюдалось равенство

$$z_0 = \sqrt{\frac{L_k}{C_j} \left(1 - \frac{\omega^2 L_k C_j}{4} \right)}; \quad \omega = 2\pi f.$$

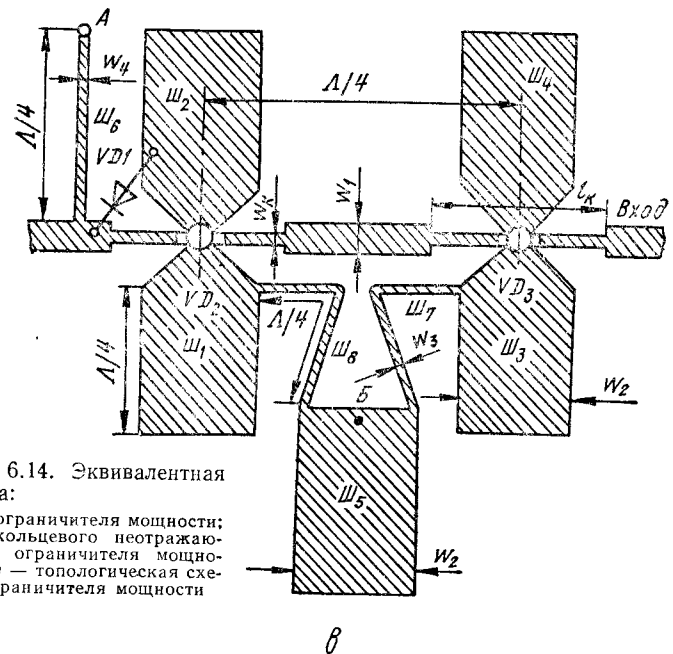


Рис. 6.14. Эквивалентная схема:

а — ограничителя мощности; б — кольцевого неотражающего ограничителя мощности; в — топологическая схема ограничителя мощности

где f — рабочая частота; z_0 — волновое сопротивление основной линии; C_j — емкость закрытого диода.

Для создания согласованного ограничителя применяют схему, показанную на рис. 6.14, а [152]. В линию передачи такого ограничителя на расстоянии четверти длины волны друг от друга параллельно включены ограничительный диод $V D2$ и последовательно соединенные ограничительный диод $V D1$ и резистор. Сопротивление резистора (ω) равно волновому сопротивлению линии передачи. Если диоды одинаковы, согласование со стороны входа обеспечивается на всех уровнях входной мощности. Эта схема имеет недостаток: диод $V D1$ не реализует полностью своих коммутационных свойств, так как формированию требуемых элементов связи диода с линией передачи препятствует резистор ω . Это приводит либо к увеличению потерь при низком уровне мощности и уменьшению запирающей способности при высоком уровне мощности, либо к ухудшению КСВН ограничителя.

На рис. 6.14, б изображена эквивалентная схема кольцевого неотражающего ограничителя, лишенного указанных выше недостатков [152]. Участок центрального проводника регулярной линии передачи длиной Λ свернут в виде незамкнутого кольца, края которого соединены сосредоточенным резистором ω . Первый и второй ограничительные диоды $VD1$ и $VD2$ шунтируют кольцо в точках, отстоящих от начала кольца соответственно на расстоянии $\Lambda/4$ и $\Lambda/2$. Таким образом, диоды включены параллельно в регулярную линию передачи (схемы связи выполняются рассмотренными методами).

При низком уровне мощности волна почти без потерь проходит по кольцу. Диоды, включенные через многополюсник связи, практически не оказывают влияния на СВЧ сигнал ввиду малости проводимости при низком уровне мощности так же, как и резистор ω , поскольку потенциалы на краях кольца длиной Λ одинаковы (разность фаз составляет 2π , т. е. сигналы синфазны). Таким образом, при низком уровне мощности обеспечивается отсутствие отраженной волны и малые начальные потери.

При высоком уровне мощности проводимость обоих диодов велика. Можно считать, что места их включения в линию передачи по СВЧ соединены с землей. Используя известные свойства короткозамкнутых шлейфов длиной $\Lambda/4$ и $\Lambda/2$, легко показать, что в этом случае начало кольца отсоединено от входа устройства, а выход замкнут на землю. Таким образом, входная микрополосковая линия нагружена на согласованную нагрузку в виде резистора ω , в которой рассеивается входная СВЧ мощность, и ограничитель на высоком уровне мощности характеризуется большой величиной запырания и согласованностью по входу.

Условием согласования ограничителя по входу является равенство проводимостей Y_1 и Y_2 ограничительных диодов.

Распределение поглощенной мощности между неоднородностями схемы, когда мощность, рассеиваемые в диодах, равны

$$P_1 = P_2 = \operatorname{Re} 0,5 |U^2| y = \frac{E^2}{2|1+Y|^2} g,$$

где $y = \frac{Y}{W}$; $g = \operatorname{Re} y$; $Y_1 = Y_2 = Y$; E — ЭДС генератора.

Напряжение на резисторе

$$U_w = (1 - S_{11}) E - S_{21} E = YE/(1 + Y).$$

Мощность, рассеиваемая резистором,

$$P_w = \operatorname{Re} \frac{|U_w|^2}{2w} = \frac{E^2}{2|1+Y|^2} \frac{|Y|^2}{W}.$$

Отношение мощностей

$$P_w/P_1 = |Y|^2/(gW) = w/r,$$

где $r = \operatorname{Re}(1/y)$.

При малых уровнях входной мощности (при больших r) основная часть поглощенной мощности рассеивается диодами, но с ростом $P_{вх}$ (с уменьшением r) доля мощности, поглощаемой резистором, растет. Работа ограничителя в диапазоне частот на низком и высоком уровнях мощности определяется следующим образом. Считаем, что диоды и их связи с линией передачи частотно-независимы. Положив $Y = 0$, схему ограничителя на низком уровне мощности представляем в виде гладкого кольца с резистором. Длину разомкнутого кольца обозначим 4θ , сам угол θ выразим через отклонение этого угла от центрального значения $\pi/2$: $\theta = (\pi/2) + \varphi$, тогда

$$|S_{11}(\varphi)|^2 = [(1 - \cos 4\varphi)^2]/(5 - 4 \cos 4\varphi);$$

$$|S_{21}(\varphi)|^2 = (1 + \sin^2 4\varphi)/(5 - 4 \cos 4\varphi).$$

На высоком уровне мощности, когда диоды замыкают центральный проводник на землю ($y \rightarrow \infty$), схема принимает вид П-образного соединения. Для этого случая

$$|S_{11}(\varphi)|^2 = [(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi)^2 + 16 \operatorname{tg}^2 \theta]/H; \quad |S_{21}(\varphi)|^2 = 16/H;$$

$$H = (7 - \operatorname{tg}^2 \varphi)^2 + 4(3 \operatorname{tg} \varphi - \operatorname{ctg} \varphi)^2.$$

Практическая ценность рассмотренной схемы ограничителя заключается в том, что диоды включаются непосредственно в регулярную линию передачи, что позволяет оптимизировать их схемы связи, при этом уменьшить потери на низком уровне, увеличить запирающее на высоком уровне и понизить порог ограничения.

Пример 22. Рассчитать ограничитель мощности со следующими параметрами: рабочая частота 1500 МГц; коммутируемая импульсная мощность 40 Вт; длительность импульса $\tau = 10^{-5}$ с; период повторения импульсов $T_{п} = 10^{-3}$ с; потери заграждения L_3 не менее 30 дБ; потери пропускания $L_{п}$ не более 1 дБ; порог мощности ограничения $P_{пор}$ не менее 4 мВт.

Выбираем конструкцию ограничителя, выполненного на микрополосковых линиях и на $p-i-n$ -диодах КА517А. Топологическая схема его показана на рис. 6.14, в. Выбираем смесительный диод АА113 с учетом величины рабочей частоты ограничителя.

Определим порог ограничения данного устройства. Проводимость смесительного диода при условии $z_{вх} = z_0$, соответствующую порогу ограничения, определим по формуле

$$g_{с.д} = 0,82/50 = 0,0164.$$

Чтобы проводимость этого диода равнялась 0,0164 См, в диоде должна поглощаться мощность около 4,6 мВт. Следовательно, на вход ограничителя мощности должна поступать мощность несколько больше, так как часть ее отразится, а часть пройдет дальше к $p-i-n$ -диодам. Число ограничительных каскадов определим с учетом, что $R_{от} = 5$ Ом

$$L_3 = 20 \lg \left(1 + \frac{50}{2R_{от}} \right) = 15,6 \text{ дБ}.$$

Требуемое затухание 30 дБ будет реализовано двумя каскадами $p-i-n$ -диодов. Расчет следует уточнить после введения в топологию ограничителя элементов, согласующих закрытый $p-i-n$ -диод с подводющей линией, так как вместо $z_0 = 50$ Ом возможно в месте включения линия будет иметь иное значение волнового сопротивления. Расстояние между диодами целесообразно выбирать равным четверти длины волны в линии, при этом влияние диодов друг на друга минимально.

На рис. 6.14, в шлейфы $Ш_1 - Ш_4$ служат для закорачивания СВЧ мощности, прошедшей из основной линии через открытые $p-i-n$ -диоды. Фильтр нижних частот, состоящий из шлейфов $Ш_5, Ш_6, Ш_7$, служит для обеспечения цепи постоянного тока смещения диодов. Шлейф $Ш_8$ служит для закорачивания сигналов нижних частот.

Для проверки работоспособности смонтированных диодов с помощью постоянного смещения его следует подать в точки А и В схемы (рис. 6.14, в). Если на А подать плюс, а на В — минус, то открыты $p-i-n$ -диоды и закрыт смесительный канал подпитки. Если поменять полярность, то открыт смесительный диод, а $p-i-n$ -диоды закрыты. В первом случае затухание для СВЧ сигнала будет значительно большим, чем во втором. $p-i-n$ -диоды полностью откроются при токе 10 мА, смесительный диод полностью открывается при токе 1,5 мА.

Волновое сопротивление основной подводющей линии 50 Ом. При этом ширина линии $W_1 = 0,96$ мм (при толщине подложки 1 мм и относительной диэлектрической проницаемостью 9,8). Для хорошей работы ограничителя в широкой полосе частот (до 30 %) следует выбирать шлейфы с волновыми сопротивлениями как можно большими, например, 0,06 мм. По тем же причинам следует выбрать волновое сопротивление шлейфов $Ш_1 - Ш_7$ достаточно малым, однако таким, чтобы в этих линиях не возникали паразитные типы колебаний. Обычно их ширина в 2—3 раза больше ширины основной линии. Выбираем $w_2 = 3$ мм.

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ

7.1. КОНСТРУКЦИИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН

Главные достоинства микрополосковых антенн (МПА) и антенных решеток на их основе (МПАР) — небольшие габаритные размеры и масса, хорошая серийноспособность, удобство формирования антенных решеток сложной геометрии. Сравнение по массе турникетной антенны на полуволновых вибраторах (300 г) с МПА, имеющей те же характеристики (30 г), приведено в работе [89].

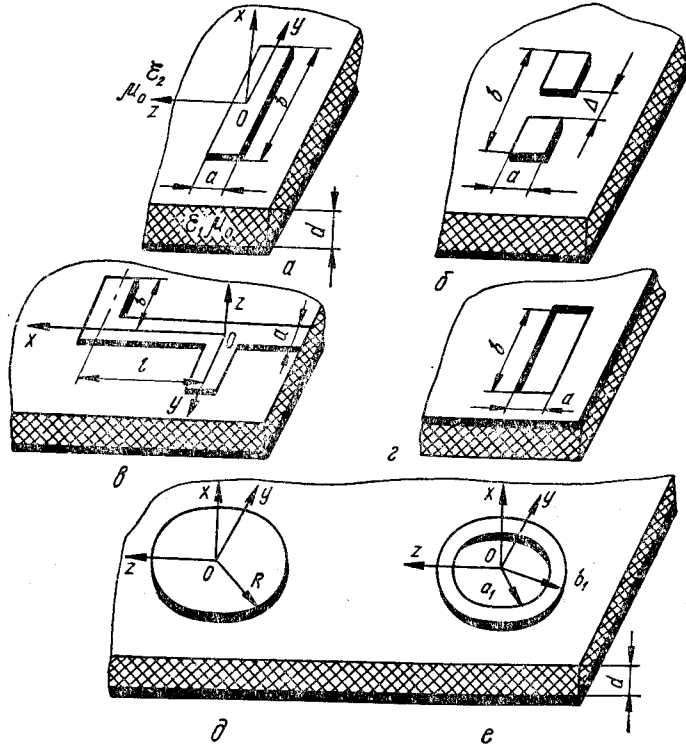


Рис. 7.1. Конструкция излучателей МПА: а — микрополоскового; б — микрополоскового с зазором; в — z-образного; г — щелевого; д — дискового; е — кольцевого

Рассмотрим построение излучателей микрополосковых антенн. Так как в МПА в качестве подложки используется диэлектрик, размеры антенны уменьшаются, но при этом антенна начинает излучать наряду с пространственными волнами и поверхностные, которые уменьшают коэффициент усиления антенны. На рис. 7.1 показаны различные конструкции наиболее часто используемых излучателей (микрополосковых вибраторов) [89]. Микрополосковый вибратор (МПВ) — это отрезок линии длиной b , шириной a , нанесенный на диэлектрическую подложку толщиной d с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 . С нижней стороны подложка покрыта экраном.

Активные части сопротивления излучения МПВ: R_s^l, R_s^h — в цилиндрической системе координат (поверхностные волны) и R_r — в сферической системе координат

нат (пространственные волны) [89]

$$R_s^l = 60 \sum_y k_0^{-1} (\alpha_y^e / A_y^e)^2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} B^2(\alpha_y^e, \Phi) \cos^2 \Phi d\Phi; \tag{7.1}$$

$$R_s^h = 60 \sum_y k_0^{-1} (A_y^h)^{-2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} B^2(\alpha_y^h, \Phi) \sin^2 \Phi d\Phi;$$

$$R_r = \frac{120}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{B^2(\Theta, \varphi)}{1 - \sin^2 \Theta \cos^2 \varphi} \left[\frac{\tilde{\epsilon}_1^2 \sin^4 \Theta \sin^2 \varphi \cos^2 \varphi}{\tilde{\epsilon}_1^2 + (\epsilon \sin \Theta \cos \varphi \operatorname{ctg}(\tilde{\epsilon}_1 k_0 d))^2} + \frac{(\sin \Theta \cos \Theta \cos \varphi)^2}{(\sin \Theta \cos \varphi)^2 + (\tilde{\epsilon}_1 \operatorname{ctg}(\tilde{\epsilon}_1 k_0 d))^2} \right] \sin \Theta d\Theta d\varphi,$$

где

$$\tilde{\epsilon}_1 = [\epsilon - 1 + (\sin \Theta \cos \varphi)^2]^{1/2};$$

$$B(\alpha_y^{e,h}, \Phi) = \beta \frac{\cos(0,5k_0 b \sin \Phi \sqrt{1 + (\alpha_y^{e,h})^2})}{0,5k_0 \alpha \cos \Phi \sqrt{1 + (\alpha_y^{e,h})^2}} - \frac{\cos(0,5\beta b) \sin(0,5k_0 \alpha \cos \Phi \sqrt{1 + (\alpha_y^{e,h})^2})}{0,5k_0 \alpha \cos \Phi \sqrt{1 + (\alpha_y^{e,h})^2}}; \tag{7.2}$$

$$B(\Theta, \varphi) = \beta \frac{\cos(0,5k_0 b \sin \Theta \sin \varphi) - \cos(0,5\beta b) \sin(0,5k_0 a \cos \Theta)}{[\beta^2 - (k_0 \sin \Theta \sin \varphi)^2] \sin(0,5\beta b)} \frac{\sin(0,5k_0 a \cos \Theta)}{0,5k_0 a \cos \Theta};$$

β — постоянная распространения квази-Т волны в МПЛ; ϵ_1 — диэлектрическая проницаемость подложки; ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость свободного пространства; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = \epsilon_1 / \epsilon_0$; Φ — азимутальный угол в цилиндрической системе координат; A_y^e, A_y^h — нормы собственных функций дискретной части спектра [90]

$$(A_y^e)^2 = \frac{d}{2} \left\{ \left[1 + \left(\frac{t_y^e}{r_y^e} \right)^2 \right] \frac{1}{t_y^e} + \left[1 + \left(\frac{t_y^e}{r_y^e} \right)^2 \frac{1}{\epsilon} \right] \right\};$$

$$(A_y^h)^2 = \frac{d}{2} \frac{(k_1^2 - k_0^2) d^2}{(r_y^h)^2} \left(1 + \frac{1}{t_y^h} \right); \tag{7.3}$$

$$\alpha_y^e = t_y^e / (k_0 d); \quad \alpha_y^h = t_y^h / (k_0 d);$$

$t_y^e, t_y^h, r_y^e, r_y^h$ — корни следующих систем трансцендентных уравнений:

$$\begin{cases} r_y^e \operatorname{tg}(r_y^e) = \epsilon t_y^e; & r_y^h \operatorname{ctg}(r_y^h) = -t_y^h; \\ (r_y^e)^2 + (t_y^e)^2 = (k_1^2 - k_0^2) d^2; & (r_y^h)^2 + (t_y^h)^2 = (k_1^2 - k_0^2) d^2; \end{cases}$$

$$k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}; \quad \omega = 2\pi f; \quad k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon};$$

Θ — угол места; φ — угол азимута в сферической системе координат.

Для края полоски $\sin x/x$ следует заменить на функцию Бесселя нулевого порядка $J_0(x)$. При $k_0 a < 1 \sin x/x = 1$.

На рис. 7.2 показаны зависимости активной части сопротивления излучения и КПД МПВ при различной относительной диэлектрической проницаемости ϵ от отношения толщины диэлектрика к длине рабочей волны в свободном пространстве [89].

При $d \leq \lambda$ КПД велик, так как отсутствуют поверхностные волны LE_1 , хотя волны LM_1 существуют при любых d/λ_0 . Поверхностные волны LE и LM распро-

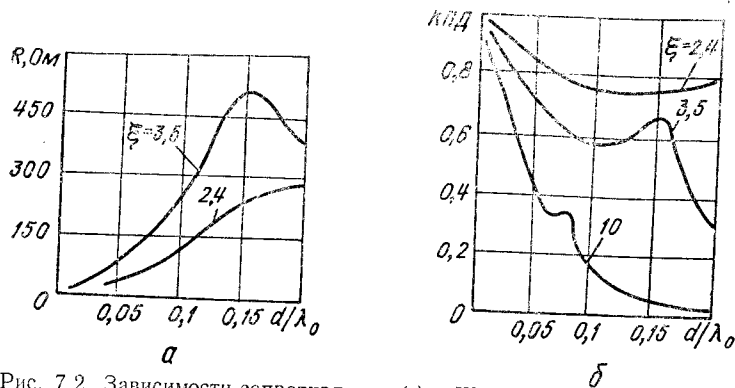


Рис. 7.2. Зависимости сопротивления (а) и КПД (б) микрополоскового вибратора от отношения d/λ_0 при различной ϵ

страняются вдоль металлической поверхности, покрытой диэлектриком. Возникновение их связано с многократным отражением обычных волн от границ раздела. Вектор E у волн LE параллелен плоскости металла, а вектор H перпендикулярен. Волны LE не распространяются, если толщина диэлектрика меньше определенной величины. С появлением волн LE_1 КПД резко падает, причем чем больше ϵ , тем падение идет быстрее. Такие падения КПД периодически повторяются с появлением очередной волны LE . Следует напомнить, что наличие поверхностных волн не только уменьшает КПД МПА, но и вызывает паразитные связи между элементами МПАР:

Таблица 33

ϵ	d/λ_0	$b_{рез}/\lambda_0$	$z_{рез}, \text{ Ом}$	$z, \text{ Ом}^*$
3,25	0,1016	0,317	34,5	330 - j880
3,25	0,127	0,315	60	535 - j788
8,5	0,15	0,230	50	418 + j664

* При $b = 0,5\lambda_0$.

$$b_{рез} \approx \lambda_0 / \sqrt{\epsilon + 1}.$$

В табл. 33 приведена зависимость параметров МПВ от d/λ_0 [89].

На рис. 7.3 показаны диаграммы направленности по мощности пространственных волн МПВ $F^2(\varphi)$. На КПД влияют также диссипативные потери в металле и диэлектрике. Например, увеличение потерь в диэлектрике в 5 раз снижает КПД приблизительно на 20%. Наличие в резонансных МПВ зазора (рис. 7.1, б) уменьшает сопротивление вибратора и практически не влияет на КПД и диаграмму направленности, например, при $\Delta = 0,063b$ сопротивление падает на 20%.

На рис. 7.1, в показана составная z-образная МПА, которую можно использовать как самостоятельный излучатель, так и как элемент антенной решетки. Обычно элементы выполнены микрополосковой линией с одинаковой шириной a .

На резонансной частоте z-образная антенна в плоскости yOz имеет одну компоненту E_Φ , в плоскости xOz — две компоненты E_Φ и E_Θ .

На рис. 7.1, г показан излучатель в виде узкой щели, прорезанной в металлическом экране, нанесенном на диэлектрическую подложку. Проводимость щели состоит из четырех составляющих

$$Y = \vec{Y} + \vec{Y}_s^e + \vec{Y}_s^h + \vec{Y}_r,$$

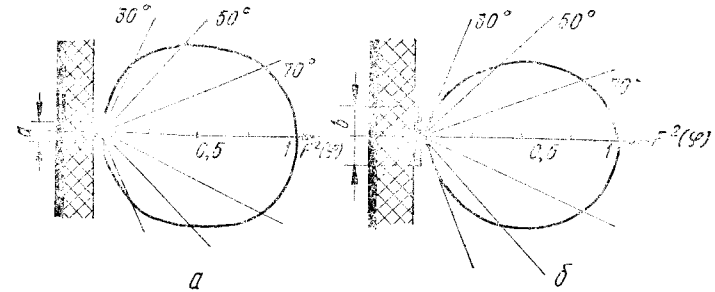


Рис. 7.3. Диаграмма направленности по мощности пространственных волн МПВ при $\epsilon = 2,4$: а — для H-волн; б — для E-волн

где Y — проводимость односторонней щели, излучающей пространственную волну в полупространство над проводящим экраном; \vec{Y}_s^e — проводимость односторонней щели, излучающей из-под экранированного слоя диэлектрика поверхностные волны типа LM ; \vec{Y}_s^h — то же, за счет волны типа LE ; \vec{Y}_r — проводимость щели, излучающей пространственные волны в сторону диэлектрика. На рис. 7.4 показаны зависимости проводимости щели от ϵ .

Как и в МПВ, коэффициент полезного действия щелевого вибратора зависит от ϵ , d и наличия поверхностных волн LE и LM (рис. 7.5).

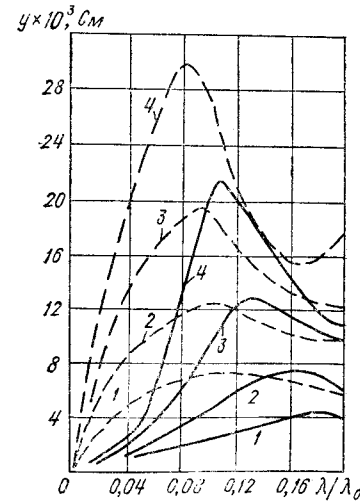


Рис. 7.4. Зависимость проводимости щели от параметров диэлектрической подложки:

(---) — $\text{Im}(y)$; — — — $\text{Re}(y)$; 1 — $\epsilon = 2,4$; 2 — $\epsilon = 3,5$; 3 — $\epsilon = 5$; 4 — $\epsilon = 7$; $a = 0,055b$; $b = 0,5 \lambda_0$

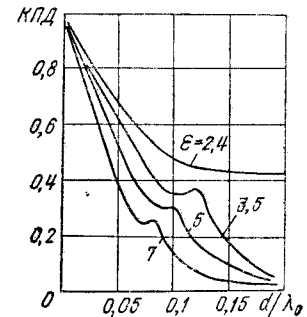


Рис. 7.5. Зависимость КПД односторонней щели от параметров диэлектрической подложки при различной ϵ

Щель, показанная на рис. 7.1, г, имеет двустороннее излучение, что ограничивает ее применение, например, в МПАР. Если на расстоянии от неэкранированной стороны подложки поместить экран, параллельный диэлектрику, то излучение будет односторонним. Наличие экрана увеличивает проводимость и резонансную длину щели [89].

7.2. ДВУХМЕРНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ

Самые простые МПА прямоугольные (рис. 7.6).

Алгоритм расчета прямоугольной МПА. Требования к разрабатываемой МПА задаются следующими параметрами: центральной рабочей частотой f_0 ; входным комплексным сопротивлением $Z_{вх}$; коэффициентом направленного действия (КНД); коэффициентом стоячей волны (КСВ); полосой рабочих частот Δf , определяемой по критерию получения заданного КСВ выхода питания антенны; коэффициентом полезного действия η . С учетом заданных требований и конструктивных соображений (механическая прочность, стандартные параметры выпускаемых диэлектриков, габаритные размеры всей системы) необходимо определить конструктивные параметры $a, a_0, b, b_0, \epsilon_1, \rho$ (см. рис. 7.6), а затем для проверки вычислить ожидаемые электрические параметры и провести оптимизацию.

Длину резонатора b определяют по значению центральной частоты f_0 , которая считается резонансной частотой МПА,

$$b = (c/f_0) 0,49/\sqrt{\epsilon},$$

где c — скорость света.

Входное сопротивление МПА (сопротивление, которое необходимо согласовать с питающим антенну трактом) [89]

$$Z_{вх} = 1/Y_{вх} + jX_{ш}; \quad Y_{вх} = G_{\Sigma} + jB,$$

где G_{Σ}, B — активная и реактивная части проводимости МПА; $X_{ш}$ — реактивное сопротивление подводящего штыря.

Антенна настроена в резонанс, если на центральной частоте f_0 сопротивление имеет чисто активный характер

$$G_{\Sigma} = G_{(1+2),r} + G_{(1+2),s} + G_{(3+4),r} + G_{(3+4),s} + G_{\alpha i} + G_{Cu} + G_{I2}, \quad (7.4)$$

где $G_{(1+2),r}$ — проводимость излучения пространственных волн торцевыми краями ($y = 0, b$); $G_{(1+2),s}$ — то же, для поверхностных волн; $G_{(3+4),r}$ — проводимость излучения пространственных волн боковыми краями ($x = 0, a$); $G_{(3+4),s}$ — то же, для поверхностных волн; $G_{\alpha i}$ — проводимость потерь в слое диэлектрика; G_{Cu} — проводимость потерь в металле; G_{I2} — взаимная проводимость торцевых отверстий.

Из всех этих проводимостей полезный эффект дает только $G_{(1+2),r}$.

Определим составляющие выражения (7.4)

$$G_{\alpha i} = \beta^2 B a b \operatorname{tg} \delta / (d k_0), \quad (7.5)$$

где $B = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$; $k_0 = 2\pi/\lambda_0$; $\beta = k_0 \sqrt{\epsilon + 1/2}$ — постоянная распространения в МПА; $\epsilon = \epsilon_1/\epsilon_0$ — относительная диэлектрическая проницаемость; λ_0 — длина рабочей волны в свободном пространстве; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь; a, b, d — размеры антенны;

$$G_{Cu} = R_s B a b \beta^2 / (d k_0)^2, \quad (7.6)$$

где $R_s = 10,88 \cdot 10^{-3} \sqrt{10^7/\sigma \lambda_0}$, Ом — сопротивление металлических стенок резонатора; σ — удельная проводимость металла излучателя.

Значения d и ϵ следует выбирать из параметров выпускающихся материалов с учетом КПД. Оптимальные значения: $d \approx (0,015 \dots 0,025)\lambda_0$, $\epsilon \approx 2 \dots 5$. Увеличение ϵ приводит к смещению оптимума КПД в сторону более тонких подложек:

$$G_{(1+2),r} = \frac{2B}{4\pi^2} \int_0^{\pi/2} |M_{1,2}|^2 \left[\frac{(\cos \varphi \cos \Theta)^2}{\cos^2 \varphi + (\tilde{\epsilon} I O)^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{(\sin \varphi \cos \Theta)^2}{\tilde{\epsilon}^2 + (\tilde{\epsilon} I O \cos \Theta)^2} \left(\frac{\epsilon}{\tilde{\epsilon}} \right)^2 + (k_0 d)^2 (\cos^2 \varphi \cos^2 \Theta + \sin^2 \varphi) \right] \sin \Theta d \Theta d \varphi; \quad (7.7)$$

$$G_{(3+4),r} = \frac{B}{2\pi^2} \int_0^{\pi/2} |M_{3,4}|^2 \left[\frac{(\sin \varphi \cos \Theta)^2}{\cos^2 \varphi + (\tilde{\epsilon} I O)^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{(\cos \varphi \cos \Theta)^2}{\tilde{\epsilon}^2 + (\tilde{\epsilon} I O \cos \Theta)^2} \left(\frac{\epsilon}{\tilde{\epsilon}} \right)^2 + (k_0 d)^2 (\sin^2 \varphi \cos^2 \Theta + \cos^2 \varphi) \right] \sin \Theta d \Theta d \varphi, \quad (7.8)$$

где $I O = \operatorname{ctg}(\tilde{\epsilon} k_0 d)$; $\tilde{\epsilon} = \sqrt{\epsilon - \sin^2 \Theta}$;

$$|M_1| = |M_2| = \left| \frac{\sin(\mathcal{Y} a/2)}{d \mathcal{Y}/2} \right|; \quad |M_3| = |M_4| = \frac{2E \cos(Eb/2)}{d[(\pi/b)^2 - E^2]}, \quad (7.9)$$

где $\mathcal{Y} = k_0 \sin \Theta \cos \varphi$; $E = k_0 \sin \Theta \sin \varphi$.

Будем считать, что диэлектрик тонкий, поэтому влияние имеют только поверхностные волны LM_1 . Тогда

$$G_{(1+2),s} = \mathcal{K} \int_0^{\pi/2} |M_1(\Theta)|^2 \cos^2 \Theta d \Theta, \quad (7.10)$$

где

$$\mathcal{K} = \frac{B \operatorname{tg}^2(r_1^e)}{2\pi k_0 (A_1^e)^2 (\alpha_1^e)^2}; \quad (7.11)$$

$$|M_1(\Theta)| = \frac{\sin(I O_{\Phi} a/2)}{d I O_{\Phi}/2}; \quad (7.12)$$

$$G_{(3+4),s} = \mathcal{K} \int_0^{\pi/2} |M_3(\Theta)|^2 \cos^2 \Theta d \Theta, \quad (7.13)$$

где

$$|M_3(\Theta)| = \frac{2 I O_{\Phi} \cos(I O_{\Phi} b/2)}{d \left[\left(\frac{\pi}{b} \right)^2 - I O_{\Phi}^2 \right]}; \quad (7.14)$$

$$I O_{\Phi} = k_0 \sqrt{\epsilon - (\alpha_1^e)^2} \sin \Theta;$$

A_1^e — норма собственной функции x_1 ; $\alpha_1^e = i_1^e/(d k_0)$ (A_1^e, i_1^e — определены в гл. 7.1);

$$G_{I2} = B \left[\pi \int_0^{\pi} \sin^2 \left(k_0 a \sin \left(\frac{\Theta}{2} \right) \right) \operatorname{tg}^2 \Theta \sin \Theta J_0(k_0 b \sin \Theta) d \Theta \right],$$

где J_0 — функция Бесселя.

Коэффициент затухания основного типа колебаний в резонаторе определяется выражением [89]

$$\alpha = (G_{(3+4),r} + G_{(3+4),s}) / \left\{ b y_0 \left[1 - \frac{\sin(2k_1 b)}{2k_1 b} \right] \right\} + G_{\alpha i} / (y_0 b) + G_{Cu} / (y_0 b),$$

где $y_0 = a/d \sqrt{\epsilon_1/\mu_0}$.

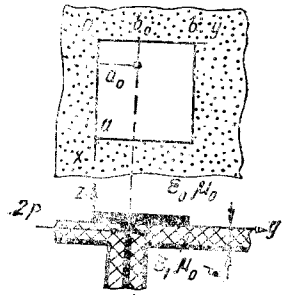


Рис. 7.6. Конструкция прямоугольной МПА

Реактивное сопротивление подводящего штыря

$$X_{ш} = \frac{B}{k_1^2 ab} \left[-1 + \sum_{m,n \neq 1,0}^M \sum_{m,n \neq 0,0}^N \varepsilon_m \varepsilon_n G_{mn} \frac{\cos^2(\pi m a_0/a) \cos^2(\pi n b_0/b)}{(k_{mn}/k_1)^2 - 1} \right],$$

где $G_{mn} = \frac{\sin(\pi m \rho/2a) \sin(\pi n \rho/2b)}{\pi m \rho/2a \pi n \rho/2b}$; $k^2 = (\pi m/a)^2 + (\pi n/b)^2$; $\varepsilon_m = 1$; $m = 0$; $\varepsilon_m = 2$, $m \neq 0$; ρ — радиус штыря.

Суммирование рекомендуется вести до $M = 4a/\rho$; $N \approx 4b/\rho$.
Рабочая полоса МПА по допустимому значению КСВ

$$\Delta f = (КСВ - 1)/(Q \sqrt{КСВ}),$$

где $Q = k_1 b y_0 / [2G_{\Sigma} \cos^2(k_1 b_0)]$; $k_1 = k_0 \sqrt{\varepsilon}$; b_0 — размер антенны (рис. 7.6).

КПД по излучению мощности пространственных волн основной поляризации

$$\eta = G_{(1+2),r} / G_{\Sigma}.$$

Коэффициент направленного действия прямоугольной МПА

$$D = 4 (k_0 a)^2 / (\pi G_{(1+2),r} B).$$

Размер a часто выбирают равным половине длины рабочей волны в свободном пространстве или меньше $a \leq \lambda_0/2$. При уменьшении a уменьшается излучение МПА и увеличивается добротность.

Как видно из формул (7.4) — (7.14), размеры a , b , a_0 , b_0 , d и диэлектрическая проницаемость ε_1 влияют на входное сопротивление антенны. Если величины d и ε_1 жестко зависят от типа диэлектрика, а величина b — от резонансной частоты

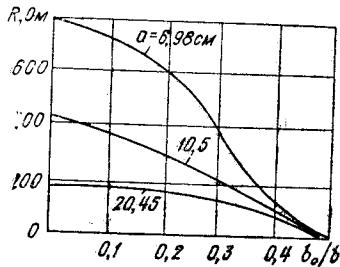


Рис. 7.7. Зависимость входного сопротивления прямоугольной МПА от отношения b_0/b при различной ширине a

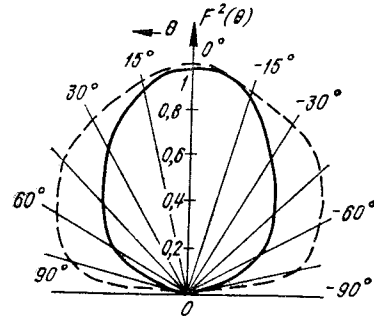


Рис. 7.8. Диаграмма направленности прямоугольной МПА:
— $F_{\theta}(\theta)$ (плоскость E); — — — $F_{\phi}(\theta)$ (плоскость H)

МПА, то значениями a , b_0 и a_0 можно варьировать для получения максимального широкополосного согласования, причем всегда $b_0 < b/2$, $a_0 < a/2$. Уменьшение a повышает входное сопротивление, что особенно заметно при подключении питающего коаксиального кабеля близко к торцу (край $0a$ на рис. 7.6). Зависимость входного сопротивления от отношения b_0/b показана на рис. 7.7 при $\varepsilon = 2,6$; $b = 13,97$ см; $d = 0,158$ см; $\text{tg } \delta = 0,002$. При уменьшении b_0 входное сопротивление растет. Экспериментально можно увеличивать b_0 , подсоединяя к краю $0a$ полосу металла, но при этом растет λ_0 . Диаграмма направленности прямоугольной МПА показана на рис. 7.8 [89] при $\varepsilon = 2,3$; $b \sqrt{\varepsilon} = 0,4927 \lambda_0$; $a/\lambda_0 = 0,0068$; $a = b$ на резонансной частоте.

Для расширения рабочего диапазона МПА применяются более сложные конструкции антенн: двухэтажные [89], с дополнительными металлическими полос-

ками, которые расположены рядом с основным излучателем в той же плоскости [153]; с применением высокодобротных излучателей [89]; с нагрузкой излучающего элемента реактивным шлейфом [149].

Характеристики МПА при применении дополнительных излучателей (ДИ), связанных с основным отрезком микрополосковой линии (рис. 7.9), изменяются следующим образом. При добавлении четырех ДИ, расположенных с четырех разных сторон основного, диапазон рабочих частот по КСВ, меньшем 2, составляет 3...3,8 ГГц, ширина диаграммы составляющей E_{ϕ} в плоскости $\phi = 90^\circ$ равна 43° по уровню половинной мощности (частота 3,425 ГГц) [153]. Если добавить только два ДИ, как показано на рис. 7.9, диапазон частот по КСВ, меньшем 2, уменьшается до 3,05...3,6 ГГц, а ширина диаграммы составляющей E_{ϕ} в плоскости $\phi = 90^\circ$ увеличивается до 52° (частота 3,25 ГГц). Материал подложки с

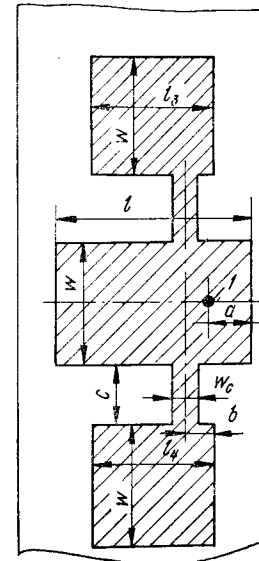


Рис. 7.9. Конструкция широкополосной МПА (вид сверху)

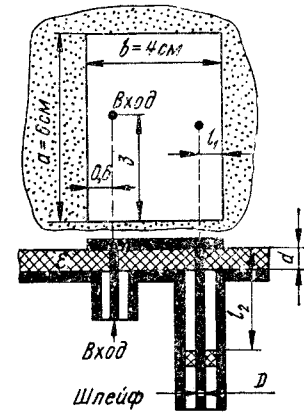


Рис. 7.10. Конструкция двухдиапазонной МПА с реактивной нагрузкой

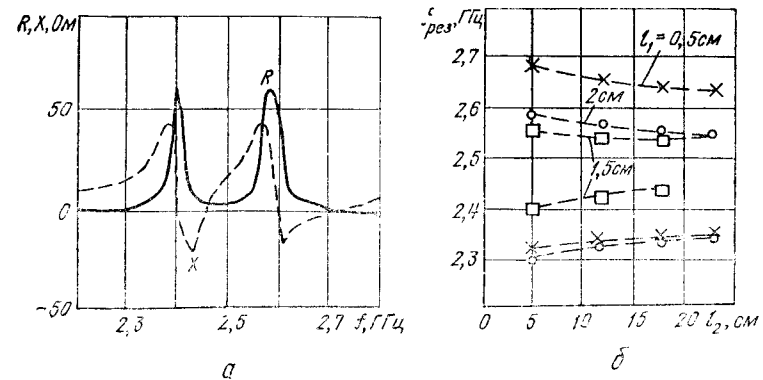


Рис. 7.11. Зависимость активного (R) и реактивного (X) входных сопротивлений от частоты (a) МПА с реактивным шлейфом и зависимости резонансной частоты от длины короткозамкнутого шлейфа (b)

длину $d = 0,318$ см. Диаграмма в таких МПА изрезана больше, и МПА. Недостатком данного вида МПА является, кроме того, относительно $\lambda/2$ размер, что мешает применению их в антенных

узкая излучателя реактивным шлейфом (последний способ расширения частот) имеет достоинство: резонансные частоты можно легко регулировать. Рис. 7.10 показана конструкция двухдиапазонной МПА с реактивной нагрузкой, имеющая резонансные частоты 2,4 и 2,6 ГГц с перестройкой от 2,3 до 2,7 ГГц

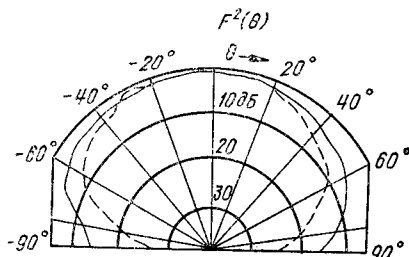


Рис. 7.12. Диаграмма направленности МПА:

— в плоскости E ; — — — в плоскости H

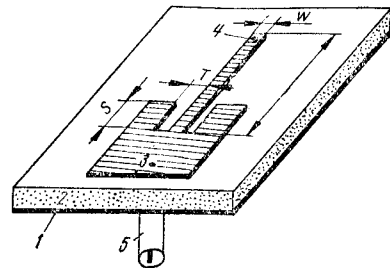


Рис. 7.13. Конструкция микрополосковой антенны с закороченным реактивным шлейфом:

1 — металлизация; 2 — диэлектрик; 3 — вход; 4 — закоротка шлейфа; 5 — кабель питания

[81]. Расстояние между частотами регулируется изменением волнового сопротивления короткозамкнутого шлейфа l_2 или его длины (увеличение длины сближает резонансы) l_1 от места включения шлейфа к излучателю.

Макет антенны выполнен на печатной плате из политетрафторэтила толщиной $d = 0,079$ см с $\epsilon = 2,17$; $l_1 = 1,5$ см, $l_2 = 5,1$ см. Размер резонатора 4×6 см. Кабель питания подключен на расстоянии 0,6 см от края резонатора. Волновое сопротивление штырей $z_0 = 24,3$ Ом (отношение диаметров коаксиала 1,6/2,4 см) и $z_0 = 41,6$ Ом (1,6/3,2 см). Длина l_2 меняется от 0 до 25 см. Ненагруженный резонатор такой конструкции имеет $f_{рез} = 2,475$ ГГц, $R_{рез} = 106$ Ом, $G = 8$ дБ.

Таблица 34

l , см	w , см	S , см	T , см	f_1 , МГц	f_2 , МГц
4	0,33	0	0	2270	2660
4	0,33	0,3	1,5	2460	2510

микрополосковой линии показана на рис. 7.13. Между основным резонатором и шлейфом имеются щели, при закорачивании которых можно менять длину резонатора, а следовательно, резонансные частоты антенны [149]. Размеры излучателя 4×6 см, настроечных элементов $l = 4$ см; $w = 0,33$ см; $S = 0 \dots 0,3$ см; $T = 0 \dots 1,5$ см; диэлектрик подложки с $\epsilon = 2,17$ имеет толщину 0,079 см. В табл. 34 приведены резонансные частоты при изменении l , S , T . В работе [8] рассмотрены МПА с перестройкой при помощи полупроводниковых диодов.

7.3. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Быстро развивающаяся аэрокосмическая техника требует повышения надежности, быстродействия и уменьшения габаритных размеров радиолокационных станций, а также одновременного выполнения определенных требований. Таким требованиям могут удовлетворить только микроволновые антенны с применением современной вычислительной техники как составной части антенны. В микрополосковых антенных решетках можно изменять диаграмму направленности,

т. е. создавать перспективные адаптивные системы. В большинстве случаев для создания адаптивных МПАР требуется электронное суммирование измененных по амплитуде и фазе выходных сигналов отдельных элементов. Проведены, например, исследования по созданию по частоте 4 ГГц МПАР, в которой управление диаграммой направленности ведется регулируемым нагрузочным реактивностью дополнительных элементов, подключенных к приемным элементам линии передачи. Величина каждой нагрузочной реактивности определяет фазу сигнала, который отражается от дополнительного элемента в направлении центрального приемного элемента, на котором суммируются все отраженные сигналы в единый выход МПАР. Так как это управление осуществляется на СВЧ, то значительно уменьшаются габаритные размеры. Оперативность управления обеспечивается применением варикапов в качестве реактивных нагрузок. Исследования показали, что уменьшение на 20 дБ уровня диаграммы направленности под углом 30° (где находится мешающий сигнал) практически не влияет на остальные участки диаграммы [96].

Для связи ИСЗ на частоте 7,5 ГГц можно использовать полностью конформную самолетную МПАР с полусферическим обзором [82]. Антенна имеет следующие характеристики: полоса рабочих частот 0,5 ГГц (около 7 %), усиление 20 дБ, поляризация левая круговая, КПД 50 %, область сканирования при $\varphi = 0$ или 180° $\theta = \pm 45^\circ$, при $\varphi = 90$ или 270° $\theta = \pm 60^\circ$.

Излучающие элементы следует выбирать по двум основным критериям: полюсу пропускания и ширине диаграммы направленности. Чтобы обеспечить полосу частот, выбирают диэлектрическую подложку толщиной 0,794 мм. Ширина диаграммы зависит от типа излучателя. Четвертьволновой микрополосковый излучатель не подходит из-за требования круговой поляризации, микрополосковый с крестообразными щелями — из-за сложности производства. Используют круглый дисковый элемент (см. рис. 7.1, д). Для получения круговой поляризации элемент запитывают через квадратурный мост двумя ортогонально расположенными возбуждителями со сдвигом по фазе на 90° . Рабочая полоса частот элемента по КСВ, меньше 2, составляет 0,5 ГГц, ширина диаграммы 110° и коэффициент эллиптичности не хуже 4 дБ в секторе углов между точками половинной мощности. Луч управляется трехразрядным фазовращателем с дискретом 45° .

Модуль МПАР состоит из 8×8 элементов, расположенных квадратными ячейками. Размеры модуля $17,9 \times 16,3 \times 0,18$ см. В плоскости с сектором сканирования $\pm 60^\circ$ расстояние между элементами равно $0,51 \lambda_0$, в секторе $\pm 45^\circ$ — $0,56 \lambda_0$ на средней частоте. Плата с элементами МПАР и плата с фазовращателями и ветвящейся полосковой схемой разводки мощности СВЧ расположены вплотную экранами друг к другу. Для расчета фазовых состояний всех 64 фазовращателей, соответствующих каждому положению луча МПАР, применяют микропроцессор.

Исследования показали, что коэффициент усиления при сканировании от 0 до 53° убывает от 19,6 до 14,4 дБ, КПД 42,7...49 %. Полные потери во всех узлах 3,4 дБ. Излучатели в МПАР возбуждаются микрополосковой и коаксиальной разводками [89; 96]. Возбуждение печатных щелей возможно с помощью копланарной линии, расположенной на одной стороне подложки со щелью [3].

На параметры МПА сильно влияют технологические допуски, особенно для узкополосных резонансных антенн. Основное влияние оказывают следующие допуски: на относительную диэлектрическую проницаемость $\pm (1 \dots 2) \%$, на толщину диэлектрика $\pm (4 \dots 5) \%$, на длину резонатора (± 10 мкм), например, $\pm 2 \%$ допуска на относительную диэлектрическую проницаемость составляет разброс частот более 1 % [89].

1. Алгоритмы и программы расчета сложных СВЧ-устройств на ЭЦВМ «Мир» / Б. М. Закин, В. В. Конин, Б. П. Нарбут, Ж. К. Платонова; Под ред. А. С. Ильинского, В. В. Никольского // Машинные методы проектирования СВЧ устройств. М.: Изд-во МГУ, 1976.— Ч. 1. С. 73—106.
2. Алябад М. Е. Справочник по расчету фильтров и линий задержки.— М.; Л.: Госэнергиздат, 1963.— 200 с.
3. Автенно-фидерная техника: Некоторые исследования в области микрополосковых антенных устройств // Информ. бюл. Радиоэлектроника за рубежом.— 1984.— Вып. 12.— С. 2—7.
4. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д. И. Воскресенского.— М.: Сов. радио, 1972.— 319 с.
5. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д. И. Воскресенского.— М.: Радио и связь, 1981.— 431 с.
6. Бахтин Н. А., Циварц Н. З. Транзисторные усилители СВЧ с диссипативными выравнивающими цепями // Радиотехника и электроника.— 1971.— № 8.— С. 1401—1409.
7. Безбородов Ю. М., Нарытник Т. Н., Федоров В. Е. Фильтры СВЧ на диэлектрических резонаторах.— К.: Техника, 1989.— 184 с.
8. Белеико В. Ю., Ефремов Ю. Г. Расширение частотного диапазона микрополосковых антенн // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.— 1989.— № 7.— С. 79—81.
9. Белов А. С., Хомяков В. А. Синтез оптимальных бинарных делителей мощности // Радиотехника.— 1975.— № 3.— С. 47—51.
10. Бова Н. Т., Стукало П. А., Храмов В. А. Управляющие устройства СВЧ.— К.: Техника, 1973.— 164 с.
11. Богомолов М. П. Неотражающий ограничитель СВЧ мощности // Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1985.— Вып. 4 (376).— С. 36—39.
12. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью.— М.: Изд-во иностр. лит., 1948.— 640 с.
13. Бутырива Л. А., Закин Б. М., Конин В. В. Моделирование на ЭЦВМ параметров делителей мощности с требуемым амплитудным распределением // Машин. проектирование устройств и систем СВЧ.— К.: О-во «Знание» УССР, 1974.— № 1.— С. 12.
14. Бутырива Л. А., Закин Б. М., Конин В. В. Разработка метода и моделирование характеристик прогрессивного делителя СВЧ // Автоматизация проектирования в электрон.: Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1975.— Вып. 11.— С. 113—119.
15. Бутырива Л. А., Конин В. В., Сыч Н. С. Двухканальный делитель с произвольным делением мощности.— М., 1987.— 12 с.— Деп. в ВИНТИ 03.09.81, № 5073—81.
16. Бушминский И. П., Гудков А. Г., Якубень Л. М. Потери в несимметричной микрополосковой линии // Вопр. радиоэлектрон. Сер. ОТ.— 1982.— Вып. 2.— С. 73—87.
17. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах.— М.: Радио и связь, 1987.— 120 с.
18. Валиев К. А., Пашинцев Ю. И., Петров Г. В. Применение контакта металл—полупроводник в электронике.— М.: Радио и связь, 1981.— 304 с.
19. Векштейн С. С., Хотунцев Ю. Л. Исследование при помощи ЭВМ амплитудных и фазовых характеристик усилителя на туннельном диоде // Радиотехника и электрон.— 1970.— Т. 15, № 11.— С. 2308—2316.

20. Вендик И. Б., Геворкян С. Ш., Хижя Г. С. Эквивалентные СВЧ параметры диодов с $p^{+}n-n^{+}(p-n-n^{+})$ структурой при обратном смещении // Электрон. техника. Сер. 1. Электроника СВЧ.— 1980.— Вып. 10.— С. 24—27.
21. Вендик И. Б., Реш Е. А. Исследование эквивалентных СВЧ параметров ионнолегированного $p-i-n$ -диода при нулевом смещении // Радиотехника и электрон.— 1973.— Т. 18, № 8.— С. 1638—1693.
22. Вендик Г. Д. Факторы, ограничивающие добротность полосковых линий / Зарубеж. радиоэлектроника.— 1974.— № 9.— С. 79—91.
23. Воскресенский Д. И., Филиппов В. С. Печатные излучатели // Антенны.— М.: Радио и связь, 1985.— Вып. 32.— С. 4—16.
24. Гарб Х. Л., Фел Л. Г. К теории детектирования СВЧ сигналов диодом с барьером Шотки // Радиотехника и электрон.— 1980.— Т. 25, № 9.— С. 1973—1981.
25. Гвоздев В. И., Литвиненко М. Ю., Нефедов Е. И. Кольцевые мосты на миниатурных линиях передачи // Радиотехника.— 1982.— № 7.— С. 83—86.
26. Гвоздев В. И., Нефедов Е. И. Объемные интегральные схемы СВЧ.— М.: Наука, 1985.— 256 с.
27. Гиллемин Э. А. Синтез пассивных цепей.— М.: Связь, 1970.— 720 с.
28. Гудков А. Г., Якубень Л. М. Дискретные полупроводниковые фазостабильные аттенуаторы // Вопр. радиоэлектрон. Сер. Радиолокация.— Вып. 4.— 1983.— С. 3—20.
29. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств.— М.: Радио и связь, 1987.— 429 с.
30. Данилин В. Н., Кушниренко А. И., Петров Г. В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ.— М.: Радио и связь, 1985.— 192 с.
31. Дзахьер Г. Б., Орлов О. С. $p-i-n$ -диоды в широкополосных устройствах СВЧ.— М.: Сов. радио, 1970.— 200 с.
32. Диоды и тиристоры / Под ред. А. А. Чернышева.— М.: Энергия, 1987.— 176 с.
33. Диплексер СВЧ на комбинациях линий передачи / Ю. Г. Ефремов, А. Ф. Невгасимый, Е. Т. Скорик, В. Г. Шермаревич // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.— 1980.— № 3.— С. 84—86.
34. Диэлектрические резонаторы / Л. Г. Гассачов, В. Ф. Взятыхцев, М. Е. Ильченко и др.— М.: Радио и связь, 1989.— 328 с.
35. Дробышев И. И. К расчету широкополосных делителей мощности СВЧ // Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1983.— Вып. 10.— С. 21—22.
36. Дробышев И. И., Тищенко В. И. Синтез широкополосных делителей мощности с оптимальной частотной характеристикой согласования // Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1979.— № 3.— С. 79—81.
37. Дьячков В. П. Справочник по расчетам на микрокалькуляторах.— М.: Наука, 1985.— 224 с.
38. Ефремов Ю. Г., Кондратенко В. Н., Солганик Б. Д. Подавление комбинационных составляющих частотного спектра балансного смесителя на диодах Шотки // Радиотехника и электроника.— 1977.— № 8.— С. 1745—1747.
39. Ефремов Ю. Г., Невгасимый А. Ф., Солганик Б. Д. Фильтровые свойства мезандровых линий передачи // Электросвязь.— 1978.— № 11.— С. 66—68.
40. Ефремов Ю. Г., Невгасимый А. Ф., Шермаревич В. Г. Расчет направленного ответвителя на четырех связанных линиях // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.— 1976.— № 2.— С. 108—109.
41. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров.— М.: Радио и связь, 1983.— 256 с.
42. Закин Б. М., Конин В. В. Определение параметров рассеяния разветвлений линий передачи // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.— 1974.— № 8.— С. 105—108.
43. Закин Б. М., Моцоголов А. А. Алгоритм расчета на ЭЦВМ параметров кольцевого моста СВЧ с произвольным делением энергии // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.— 1969.— № 8.— С. 870—876.
44. Закин Б. М., Конин В. В., Платонова Ж. К. Циклический алгоритм расчета параметров рассеяния произвольного соединения многополосников СВЧ // Новые разработки приборов СВЧ и их применение в науке и промышленности.— К.: О-во «Знание» УССР, 1974.— С. 8—12.

р.
3
4
4
10
11
14
20
24
24
26
29
33
36
38
41
44
44
47
56
58
61
68
71
71
73
87
89
93
99
04
14
26
26
28
31
34
37
42
42
46
50
52
9

98. Проектирование радиоприемных устройств / Под ред. А. П. Сиверса.— М. : Сов. радио, 1976.— 485 с.
99. Пылакин В. А. Расчет делителей мощности с произвольным числом развязанных выходов // Радиотехника.— 1973.— № 9.— С. 60—65.
100. Радиоприемные устройства / Под ред. Л. Г. Барудина, В. Н. Банкова, М. И. Жодзишского.— М. : Радио и связь, 1984.— 272 с.
101. Расчет полосно-пропускающих фильтров на диэлектрических резонаторах / В. А. Бородаев, Н. В. Ляпунов, В. В. Тарахов, А. И. Аристархов // Радиотехника.— 1986.— № 3.— С. 67—70.
102. Расчет фильтров с учетом потерь: Справ.: Пер. с нем. / Под ред. К. А. Сильвинской.— М. : Связь, 1972.— 200 с.
103. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ.— М. : Высш. шк., 1988.— 432 с.
104. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ: Учеб. пособие / Под ред. Д. М. Сазонова.— М. : Высш. шк., 1981.— 296 с.
105. Сарасв С. М. Двойные балансные СВЧ смесители // Радиотехника.— 1984.— № 7.— С. 73—75.
106. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах: Проектирование и расчет // Под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого.— М. : Сов. радио, 1969.— 579 с.
107. Седышев В. П., Стрельников И. В. Волноводные тракты СВЧ на судах.— Л. : Судостроение, 1981.— 182 с.
108. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем.— М. : Сов. радио, 1979.— 608 с.
109. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств.— М. : Сов. радио, 1970.— 248 с.
110. Силаев М. А., Комов А. Н. Измерительные полупроводниковые СВЧ преобразователи.— М. : Радио и связь, 1984.— 152 с.
111. Сканирующие антенные системы СВЧ / Под ред. С. Ханчена; Пер. с англ.— М. : Сов. радио, 1965.— Т. 1.— 536 с.
112. Следков В. А. Анализ и оптимизация многоканальных синфазных бинарных делителей мощности СВЧ // Радиотехника и электроника.— 1986.— Т. 31, № 1.— С. 191—195.
113. Смагин Н. И. Ускоренный синтез согласующего фильтра // Радиотехника.— 1981.— № 5.— С. 34—36.
114. Собенин Я. А. Расчет полиномиальных фильтров.— М. : Связьиздат, 1963.— 208 с.
115. Солганик Б. Д., Боровик Н. В. Метод статистического расчета устройств СВЧ // Интегральная электроника СВЧ. Всесоюзная НТК.— Красноярск, 1988.— С. 169.
116. Солганик Б. Д., Забалуева Л. В., Шермаревич В. Г. Учет нелинейной емкости диода с барьером Шотки в смесителях // Изв. вузов СССР, Радиоэлектроника.— 1980.— № 3.— С. 110—112.
117. Солганик Б. Д., Невгасимый А. Ф., Скорик Е. Т. Оптоэлектронные СВЧ управляющие устройства // Изв. вузов СССР, Радиоэлектроника.— 1978.— № 12.— С. 88—91.
118. Состояние и перспективы применения миниатюрных диэлектрических резонаторов в радиоэлектронике / Л. В. Алексейчик, И. И. Бородуленко, В. М. Говоркян и др. // Обзоры по электрон. технике. Сер. 1. Электроника СВЧ.— 1981.— Вып. 13.— С. 19—30.
119. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В. И. Вольмана.— М. : Радио и связь, 1982.— 328 с.
120. Стародубровский Р. К. Расчет волновых сопротивлений связанных копланарных линий // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника.— 1982.— Вып. 6.— С. 17—20.
121. Таблицы присоединенных функций Лежандра / Под ред. К. А. Карпова.— М. : ВЦ АН СССР, 1965.— Вып. 26. 305 с.
122. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний / Под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского.— М. : Сов. радио, 1968.— 503 с.
123. Трохименко Я. К., Любич Ф. Д. Радиотехнические расчеты на микрокалькуляторах.— М. : Радио и связь, 1988.— 256 с.
124. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ.— М. : Связь, 1971.— 388 с.
125. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники.— М. : Сов. радио, 1967.— 651 с.
126. Физические основы работы полупроводниковых СВЧ диодов / С. Н. Иванов, Н. А. Пеня, Н. Б. Скворцова, Ю. Ф. Соколов.— М. : Сов. радио, 1965.— 184 с.
127. Филиппов В. С. Математическая модель и результат исследования характеристик печатных излучателей в плоских ФАР // Антенны.— М. : Радио и связь, 1985.— Вып. 32.— С. 17—62.
128. Фомин Н. Н. Синхронизированные полупроводниковые генераторы в аппаратуре СВЧ.— М. : Связь, 1979.— 40 с.
129. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров.— М. : Сов. радио, 1974.— 288 с.
130. Херреро Д., Уиллонер Г. Синтез фильтров.— М. : Сов. радио, 1971.— 232 с.
131. Хижа Г. С., Вендик И. Б. Синтез оптимизированных одноступенчатых отражательных фазовращателей // Радиотехника и электроника.— 1971.— Т. 16, № 12.— С. 2317—2320.
132. Христиан Э., Эйзенман Е. Таблицы и графики по расчету фильтров: Пер. с англ. / Под ред. А. Ф. Белецкого.— М. : Связь, 1975.— 408 с.
133. Хьюлеман Л. П., Аллен Д. Е. Введение в теорию и расчет активных фильтров.— М. : Радио и связь, 1984.— 382 с.
134. Черне Х. И. Матрица рассеяния соединения 2—*n*-полосников // Тр. науч.-техн. конф. ЛЭИС.— Л. : ЛЭИС, 1964.— № 3.— С. 37—54.
135. Шарапов Ю. И. Выбор частоты гетеродина при отсутствии комбинационных составляющих в полосе пропускания промежуточной частоты // Радиотехника.— 1985.— № 2.— С. 92—96.
136. Шелудько Н. А., Якубень Л. М. Паразитная модуляция СВЧ сигнала устройствами на *p-i-n*-диодах // Вопр. радиоэлектроники. Сер. общетехническая.— 1977.— Вып. 6.— С. 82—86.
137. Шифрин Я. М. Вопросы статистической теории антенн.— М. : Сов. радио, 1970.— 384 с.
138. Южаков В. В. Перспективы применения СВЧ полевых транзисторов и фазированных антенных решеток // Зарубеж. радиоэлектроника.— 1983.— № 2.— С. 45—62.
139. Явич Л. Р. Вопросы синтеза широкополосных делителей мощности // Радиотехника и электроника.— 1972.— № 8.— С. 1580—1585.
140. Akhtarzad S., Rowboham T., Johns P. The design of coupled microstrip lines // IEEE Trans.— 1975.— Vol. MTT-23, N 6.— P. 486—492.
141. Ananasso F. Get back to basics with step attenuator design // Microwaves.— 1979.— N 2.— P. 66
142. Ananasso F. Low phase shift step attenuator using *p-i-n* diodes switches // IEEE Trans.— 1980.— Vol. MTT— 28, N 7. P. 774—776.
143. Austin J., Forrest J. Design concepts for active phased — array modules // JEE proceedings.— 1980.— Vol.— 127, N 4, august.— P. 290—300.
144. Bhattacharga D. Characteristic impedance of coplanar waveguide // Electronics letters.— 1985.— Vol. 21, N 13.— P. 557—558.
145. Bryant T., Weiss J. Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines // IEEE Trans.— 1968.— Vol. MTT-16, N 12.— P. 1021—1027.
146. Caulton M., Hughes S., Sobol H. Measurements on the properties of microstrip transmission lines for microwave integrated circuits // RCA review.— 1966.— Vol. 27, N 9.— P. 377—391.
147. Cipolla F. A 7,5 Ghz microstrip phased array for aircraftto — satellite communication // Microwave J.— 1981.— N 5.— P. 75—78.
148. Cohn S. A class broadband three— port TEM—mode hybrids // IEEE Trans.— 1968.— Vol. MTT-16, N 2.— P. 110—116.
149. Davidson S., Long S., Richards W. Dual — band microstrip antennas with monolithic reactive loading // Electron Letters.— 1985.— Vol. 21, N 20.— P. 936—937.
150. Davis R. Inexpensive 12 Ghz mixers developed for satellite broadcasting // Microwaves.— 1975.— Vol. 14, N 5.— P. 9—12.

Стр.
3
4
4
10
11
14
20
24
24
26
29
33
36
38
41
44
44
47
56
58
61
68
71
71
73
87
89
93
99
104
114
126
126
128
131
34
37
42
42
46
50
52
59

151. Garg R., Gupta K. Expressions for wave length and impedance of a slotline // JEEE Trans.— 1976.— Vol. MTT-24, N 8.— P. 532.

152. Getsinger W. J. Dispersion of parallel — coupled microstrip // JEE Trans.— 1973.— Vol. MTT-21, N 3.— P. 144—145.

153. Kumar G., Gupta K. Directly coupled multiple resonator wide — band microstrip antennas // JEEE Trans.— 1985.— Vol. AP-33, N 6.— P. 588—593.

154. Leichti C., Tillman R. Design and performance of microwave amplifiers with GAAS schottkygate field — effect transistors // JEEE Trans.— 1974.— Vol. MTT-22, N 5.— P. 573—548.

155. Lepoff J. How the new schottkys detect without d. c. bias // Microwaves.— 1977.— Vol. 16, N 2.— P. 44, 46, 48.

156. Lev J. J. Synthesire and analysire microstrip lines // Microwaves and PF.— 1985.— Vol. 24, N 1.— P. 111—116.

157. Mailloux R., McIlvenna J., Kernweis N. Microstrip array technology // JEEE Trans.— 1981.— Vol. AP-29, N 1.— P. 25—37.

158. Mariani E. H., Heinzmann C. P., Cohn S. B. Slotline characteristics // JEEE Trans.— 1976.— Vol. MTT-24, N 11.— P. 827—831.

159. Newman E., Tehan J. Analysis of a microstrip array and feed network // JEEE Trans.— 1985.— Vol. AP-33, N 4.— P. 397—403.

160. Neuf D. A quiet mixer // Microwave J.— 1973.— Vol. 16, N 5.— P. 29—32.

161. Osmani R. Synthesis of lange couplers // JEEE Trans.— 1981.— Vol. MTT-29, N 2.— P. 168—170.

162. Palanisamy V., Garg R. Rectangular ring and H-shaped microstrip antennas — alternative to rectangular patch antenna // Electron Letters.— 1985.— Vol. 21, N 19.— P. 874—875.

163. Parad L., Moynihan R. L. Split — tee power diwider // JEEE Trans.— 1965.— Vol. MTT-13, N 1.— P. 91—95.

164. Pramanick P., Bhartia P. Accurate analysis equations and synthesis technique for unilateral finlines // JEEE Trans.— 1985.— Vol. MTT-33, N 1.— P. 24—30.

165. Pramanick P., Bhartia P. Computer — aided design males for millimeter — wave finlines and suspended — substrate microstrip lines // JEEE Trans.— 1985.— Vol. MTT-33, N 12.— P. 1429—1435.

166. Prior C., Halls P. Microstrip disc antenna with short — circuited annular ring // Electron letters.— 1985.— Vol. 21, N 17.— P. 719—721.

167. Robinson G., Allen S. Slot line application to miniature ferrite devias // JEEE Trans.— 1969.— Vol. MTT-17, N 2.— P. 1097—1101.

168. Shmasundara S., Gupta K. Sensitivity analysis of coupled microstrip directional couplers // JEEE Trans.— 1978.— Vol. MTT-26, N 10.— P. 788—794.

169. Szente P., Adam S., Riley R. Low — barrier schotky diode detectors // Microwave J.— 1976.— Vol. 19, N 2.— P. 42—44, 60.

170. Weinert F., Weinschel B., Woodruff D. Barreter and diode comparison for insertion — loss measurements in the presence of harmonies // Microwave J.— 1975.— Vol. 18, N 3.— P. 39—43.

171. Wheeler H. Transmission — line propeties of parallel strips sepated by a dielectric sheet // JEEE Trans.— 1965.— Vol. MTT-13, N 3.— P. 172—185.

172. Wheeler H. Transmission — line propeties of a strip on a dielectric sheet on a plane // JEEE Trans.— 1977.— Vol. MTT-25, N 8.— P. 631—641.

173. Wen C. Coplanar waveguide: a surface strip transmissions line suitable for nonrecipractal guromagnetic device applications // JEEE Trans.— 1969.— Vol. MTT-17, N 12.— P. 1087—1090.

174. Zehentner S. Analysis and synthesis of coupled microstrip lines by polinomi- als // Microwave L.— 1980.— Vol. 23, N 5.— P. 95—98, 110.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Глава 1. Линии передачи интегральных устройств СВЧ	4
1.1. Микрополосковые линии	4
1.2. Волноводно-щелевые линии	10
1.3. Копланарные линии	11
1.4. Связанные линии	14
1.5. Диэлектрические резонаторы	20
Глава 2. Устройства распределения мощности	24
2.1. Определения и основные характеристики	24
2.2. Параметры элементов УРМ	26
2.3. Мостовые устройства кольцевого типа	29
2.4. Двухканальный делитель с неравным делением	33
2.5. Двухканальные широкополосные делители мощности	36
2.6. Мост на n связанных микрополосковых линиях	38
2.7. Методика синтеза многозвенного делителя	41
Глава 3. Фильтры	44
3.1. Классификация и параметры фильтров	44
3.2. Методика проектирования фильтра	47
3.3. Частотные преобразования	56
3.4. Расчет схем фильтров по таблицам	58
3.5. Расчет элементов топологий полосно-пропускающих фильтров	61
3.6. Фильтры на диэлектрических резонаторах	68
Глава 4. Интегральные усилители и генераторы СВЧ	71
4.1. Полупроводниковые приборы в интегральных устройствах СВЧ	71
4.2. Расчет маломощных усилителей на транзисторах	73
4.3. Усилители мощности	87
4.4. Диодные генераторы СВЧ	89
Глава 5. Диодные преобразователи и детекторы	93
5.1. Смесительные и детекторные диоды	93
5.2. Математические модели детекторов и смесителей	99
5.3. Гармоники и комбинационные частоты в преобразователях	104
5.4. Топологические схемы преобразователей	114
Глава 6. Устройства на $p-i-n$ -диодах	126
6.1. Параметры управляющих диодов для СВЧ	126
6.2. Расчет фазовращателей на $p-i-n$ -диодах	128
6.3. Расчет аттенуаторов на $p-i-n$ -диодах	131
6.4. Схема с переключаемыми каналами	134
6.5. Расчет ограничителей мощности на диодах	137
Глава 7. Микрополосковые антенны	142
7.1. Конструкции микрополосковых антенн	142
7.2. Двухмерные микрополосковые антенны	146
7.3. Антенные решетки	150
Список литературы	152

1
ne // 1
1973. 1
rostri 1
with 1
MTT- 1
1977. 1
1985. 1
Trans 1
JEEE 1
JEEE 1
10
10
N 2.- 10
altern 10
N 19. 10
1965.- 10
que fo 10
wave 10
MTT- 10
ring // 10
JEEE 10
tional 10
Microv 10
for im 17
1975.- 17
dielect 17
on a p 17
ponrec 17
N 12.- 17
als // M

Справочное издание

**Ефремов Юрий Георгиевич, Конин Валерий Викторович,
Солганик Борис Давидович, Липатов Анатолий Алексеевич,
Невгасимый Александр Федорович**

Проектирование интегральных устройств СВЧ

Справочник

Редактор *Н. М. Корнильева*
Художественный редактор *В. С. Шапошников*
Технический редактор *Н. А. Бондарчук*
Корректор *В. Н. Руденко*

ИБ № 3325

Сдано в набор 23.02.90. Подписано в печать 23.10.90. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типограф-
ская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 10. Усл. кр.-отт. 10,38.
Уч.-изд. л. 13,2. Тираж 2 000 экз. Зак. 6—792. Цена 80 к.
Издательство «Техника», 252601 Киев, 1, ул. Крещатик, 5.
Отпечатано с матриц Головного предприятия РПО «Полиграфкинига» в Харьковской город-
ской типографии № 16, г. Харьков, 3, ул. Университетская, 16. Зак. 1374.