

УДК 621.382

ПОТЕРИ МОЩНОСТИ ВО ВХОДНОЙ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА ВЧ (СВЧ) ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА ОСНОВНОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЕ

Б. К. Петров, О. М. Булгаков*, Г. А. Осецкая*

Воронежский государственный университет

Воронежский институт МВД России

Получено аналитическое выражение для оценки потерь мощности в согласующих цепях узкодиапазонных ВЧ (СВЧ) транзисторных усилителей. Проведен анализ эффективности конструктивных решений, направленных на снижение потерь мощности путем экранирования магнитных потоков взаимной индукции во входных контурах транзисторных ячеек.

ВВЕДЕНИЕ

Повышение выходной мощности P_1 оконечного каскада (ОК) транзисторного радиопередатчика (ТРП) возможно в основном за счет увеличения площади активных областей мощных ВЧ (СВЧ) транзисторов в составе усилителя мощности. В результате, в силу особенностей конструкций мощных ВЧ (СВЧ) транзисторов, обусловленных необходимостью равномерного распределения мощности по транзисторным кристаллам, увеличивается количество N транзисторных ячеек, и усложняются входные согласующие цепи (ВСЦ) ОК, в частности — геометрия внутренних входных LC-звеньев транзисторов. Это, в свою очередь, приводит к увеличению потерь мощности в ВСЦ ОК за счет неоднородности значений индуктивностей первых звеньев ВСЦ транзисторных ячеек L_{1k} и их индуктивностей общего вывода L_{0k} ($k = 1, \dots, N$), обусловленной взаимной индукцией входных и выходных контуров [1].

АНАЛИЗ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ

Поскольку потери мощности в ВСЦ ОК узкополосного ВЧ (СВЧ) транзисторного усилителя в основном определяются первым звеном ВСЦ, т.е. ближайшим к транзисторному кристаллу внутренним входным согласующим LC-звеном транзистора [2], получим выражение для расчета потерь мощности за счет вза-

имной индукции входных и выходных контуров транзисторных ячеек ОК ТРП.

Коэффициент передачи мощности первым звеном ВСЦ ОК на основной рабочей частоте f_0 :

$$K_{\text{РСЦ}k}(f_0) = \frac{4 \operatorname{Re}\{Z_{1k}(f_0)\} \cdot NR_{\Gamma 1}}{(NR_{\Gamma 1} + \operatorname{Re}\{Z_{1k}(f_0)\})^2 + (\operatorname{Im}\{Z_{1k}(f_0)\})^2}, \quad (1)$$

где $\operatorname{Re}\{Z_{1k}(f_0)\}$, $\operatorname{Im}\{Z_{1k}(f_0)\}$ — действительная и мнимая составляющие входного сопротивления 1-го звена ВСЦ k -ой транзисторной ячейки:

$$\operatorname{Re}\{Z_{1k}(f_0)\} = \frac{\operatorname{Re}\{Z_{\text{ТР}k}(f_0)\}}{(2\pi f_0 \cdot \operatorname{Re}\{Z_{\text{ТР}k}(f_0)\} \cdot C_1)^2 + ([2\pi f_0]^2 L_{1k} C_1 - 1)^2}, \quad (2)$$

$$\operatorname{Im}\{Z_{1k}(f_0)\} = \frac{-2\pi f_0 [L_{1k} - (\operatorname{Re}\{Z_{\text{ТР}k}(f_0)\})^2] \cdot C_1 - [2\pi f_0]^2 L_{1k} C_1}{(2\pi f_0 \cdot \operatorname{Re}\{Z_{\text{ТР}k}(f_0)\} \cdot C_1)^2 + ([2\pi f_0]^2 L_{1k} C_1 - 1)^2}, \quad (3)$$

$R_{\Gamma 1}$ — сопротивление эквивалентного генератора для 1-го звена ВСЦ ОК, при оптимальном согласовании равно:

$$R_{\Gamma 1} = \left[\sum_{k=1}^N (\operatorname{Re}\{Z_{1k}(f_0)\})^{-1} \right]^{-1},$$

$\operatorname{Re}\{Z_{\text{ТР}k}(f_0)\}$ — действительная часть входного сопротивления k -ой транзисторной

© Петров Б. К., Булгаков О. М., Осецкая Г. А., 2005.

ячейки на основной рабочей частоте, определяемая конструктивно-технологическими параметрами ячейки, схемой включения транзистора и величиной L_{0k} [2]; C_1 — емкость конденсатора 1-го звена ВСЦ.

С другой стороны, при оптимальном согласовании:

$$R_{Г1} = K_{тр} \cdot \text{Re}\{Z_{тр}(f_0)\}, \quad (4)$$

где

$$K_{тр} = 1 + \frac{4\pi^2 f_0^2 \cdot L_1^2}{[\text{Re}\{Z_{тр}(f_0)\}]^2}, \quad (5)$$

$K_{тр}$ — коэффициент трансформации входного сопротивления транзистора $\text{Re}\{Z_{тр}(f_0)\}$ 1-м звеном ВСЦ. Для каждой транзисторной ячейки в отдельности

$$K_{трk} = 1 + \frac{4\pi^2 f_0^2 \cdot L_{1k}^2}{[\text{Re}\{Z_{трk}(f_0)\}]^2}; \quad (5a)$$

$$N \cdot R_{Г1} \approx K_{трk} \cdot \text{Re}\{Z_{трk}(f_0)\}. \quad (4a)$$

Знак приближенного равенства в выражении (4a) обусловлен различием величин $K_{трk}$ и $\text{Re}\{Z_{трk}(f_0)\}$ вследствие разницы значений индуктивностей L_{0k} и L_{1k} из-за взаимной индукции входных контуров ОК.

Для оценки потерь мощности в ВСЦ ОК на основной рабочей частоте f_0 узкополосного транзисторного усилителя, обусловленных неоднородностью индуктивностей L_{1k}, L_{0k} , найдем полный дифференциал $K_{РСЦ1}(f_0)$ из выражения (1) с учетом формул (2), ..., (5), как функции величин L_{0k} и L_{1k} , характеризующихся средними значениями

$$\text{соответственно } \bar{L}_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N L_{1k} \text{ и } \bar{L}_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N L_{0k},$$

и средними абсолютными отклонениями

$$\overline{\Delta L}_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\bar{L}_1 - L_{1k}| \text{ и } \overline{\Delta L}_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\bar{L}_0 - L_{0k}|.$$

Затем, заменив частные дифференциалы на конечные приращения, равные $\overline{\Delta L}_1$ и $\overline{\Delta L}_0$, получим:

$$\delta P(f_0) = 1 - K_{РСЦ1}(f_0) = \overline{\Delta L}_0 \cdot \left\{ \frac{4\xi(f_0)}{\bar{\varphi}^2 + \bar{\beta}^2} \times \right. \\ \left. \times \frac{|\bar{\eta}|}{\bar{R}_{тр} \cdot \bar{\gamma}} + \bar{\rho} \cdot \left[\bar{\gamma} \cdot \bar{\chi}^2 - \frac{2\bar{R}_{тр}}{\bar{\varphi}^2 + \bar{\beta}^2} \cdot \left[\bar{\varphi} \cdot \left(\frac{|\bar{\eta}|}{\bar{R}_{тр}^2} + \frac{\bar{\chi}^2}{\bar{\gamma}^2} \right) + \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + \frac{2\bar{\beta} \cdot \bar{\theta} \cdot |\bar{\chi}|}{\bar{\gamma}^2} \right] \right] \right\} + \overline{\Delta L}_1 \cdot \left\{ \frac{8\pi f_0}{\bar{\varphi}^2 + \bar{\beta}^2} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{2\pi f_0 \cdot \bar{L}_1}{\bar{\gamma}} - 2\bar{\rho} \cdot \left\{ \bar{\theta} \cdot |\bar{\chi}| + \frac{\bar{R}_{тр}}{\bar{\varphi}^2 + \bar{\beta}^2} \times \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \left[2\bar{\varphi} \cdot \left(\frac{2\pi f_0 \cdot \bar{L}_1}{\bar{R}_{тр}} - \frac{\bar{\theta} \cdot |\bar{\chi}|}{\bar{\gamma}} \right) + \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \left. + \frac{\bar{\beta} \cdot (\bar{\gamma} \cdot |2\bar{\chi} + 1| + 4\bar{\beta} \cdot \bar{\theta} \cdot |\bar{\chi}| \cdot 2\pi f_0 \cdot C_1)}{\bar{\gamma}^2} \right] \right] \right] \right\}, \quad (6)$$

где

$$\bar{R}_{тр} = \text{Re}\{Z_{трk}(f_0, \bar{L}_0)\}; \quad \bar{\rho} = \bar{R}_{тр} + \frac{(2\pi f_0)^2 \cdot \bar{L}_1^2}{\bar{R}_{тр}};$$

$$\bar{\chi} = (2\pi f_0)^2 \cdot \bar{L}_1 \cdot C_1 - 1; \quad \bar{\theta} = 2\pi f_0 \cdot \bar{R}_{тр} \cdot C_1;$$

$$\bar{\eta} = \bar{R}_{тр}^2 - (2\pi f_0)^2 \cdot \bar{L}_1^2; \quad \bar{\gamma} = \bar{\theta}^2 + \bar{\chi}^2 =$$

$$= (2\pi f_0 \cdot \bar{R}_{тр} \cdot C_1)^2 + ((2\pi f_0)^2 \cdot \bar{L}_1 \cdot C_1 - 1)^2;$$

$$\bar{\beta} = \bar{R}_{тр} \cdot \bar{\theta} + 2\pi f_0 \cdot \bar{L}_1 \cdot \bar{\chi} = 2\pi f_0 \cdot \bar{R}_{тр}^2 \cdot C_1 +$$

$$+ (2\pi f_0)^3 \cdot \bar{L}_1^2 \cdot C_1 - 2\pi f_0 \cdot \bar{L}_1; \quad \bar{\varphi} = \bar{\rho} \cdot \bar{\gamma} + \bar{R}_{тр};$$

$\xi(f_0) = 2\pi f_0 \cdot \text{Im}\{h_{21}(f_0)\}$ — коэффициент пропорциональности перед L_0 в формулах для расчета входных сопротивлений и коэффициентов усиления по мощности ВЧ и СВЧ транзисторов, $\text{Im}\{h_{21}(f_0)\}$ — мнимая часть коэффициента передачи тока, определяемого схемой включения и конструктивными параметрами транзистора [3].

Выражение (6) является обобщением на случай ненулевой реактивной составляющей на частоте согласования f_0 полученной в [2] формулы для оценки минимальных потерь в ВСЦ с частичной компенсацией неоднородности индуктивностей L_{0k} и L_{1k} подбором емкостей C_1 первых звеньев ВСЦ отдельных транзисторных ячеек.

Неоднородность эквивалентных индуктивностей транзисторных ячеек может характеризоваться относительными величинами: $\delta L_0 = \overline{\Delta L}_0 / \bar{L}_0$; $\delta L_1 = \overline{\Delta L}_1 / \bar{L}_1$. Исходя из выражения (6), увеличение $\delta P(f_0)$ при повышении P_1 может рассматриваться в контексте увеличения δL_0 и δL_1 , вызванного ростом N . Соответствующие расчеты для ряда отечественных и зарубежных биполяр-

ных и МДП транзисторов представлены в таблице 1. Большой диапазон приведенных расчетных значений обусловлен особенностями конструкций транзисторов и режимов усиления [1].

Таблица 1

Количество ячеек, N	δL_0	δL_1	$\delta P(f_0)$
3–4	0,07...0,15	0,06...0,13	0,01...0,06
5–6	0,12...0,26	0,11...0,21	0,03...0,08
7–9	0,20...0,45	0,16...0,29	0,04...0,11
10–12	0,37...0,56	0,20...0,36	0,06...0,014
13–15	0,42...0,62	0,24...0,42	0,06...0,016

Величина потерь мощности в ВСЦ на основной рабочей частоте f_0 может быть охарактеризована эквивалентным сопротивлением потерь:

$R_c(f_0) = R_{Г1}(f_0) \cdot \delta P(f_0) = (1 - K_P(f_0)) \cdot R_{Г1}(f_0)$, изображаемым на эквивалентной схеме ОК или транзистора как дополнительное последовательное сопротивление во входной цепи.

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ НА ПОТЕРИ МОЩНОСТИ

Очевидно, уменьшение δL_0 и δL_1 требует уменьшения соответствующих абсолютных значений отклонений индуктивностей $L_{0к}$ и $L_{1к}$ от средних величин \bar{L}_1 и \bar{L}_0 при постоянстве или сравнительно меньшей убыли последних. В каждой из величин $L_{0к}$ и $L_{1к}$, можно выделить составляющую, обусловленную потоком самоиндукции во входном контуре k -ой ячейки и не зависящую от местоположения этой ячейки, а потому — одинаковую для всех ячеек ($L_{1СИ}$, $L_{0СИ}$), и составляющую, обусловленную взаимоддукцией входных контуров ($L_{0ВИК}$, $L_{1ВИК}$) и определяющую зависимость $L_{0к}$ и $L_{1к}$ от k . Среди технических решений, направленных на уменьшение отношений $L_{1ВИ}/L_{1СИ}$ и $L_{0ВИК}/L_{0СИ}$, естественный интерес представляет использование проводящих поверхностей, экранирующих потоки взаимоддукции входных контуров транзисторных ячеек. В конструкциях ОК мощных СВЧ ТРП роль электромагнитных экранов играют участки металлизации и низкоомные полупроводниковые подложки, расположенные в непосредственной близости от проводников, по

которым протекают рабочие токи транзисторов. Следствием экранирования магнитных потоков является не только уменьшение δL_1 и δL_0 , но и дополнительные потери входной мощности на наведение вихревых токов в проводящих поверхностях. Соответствующее эквивалентное сопротивление потерь вычисляется [4]:

$$r_{\text{пв}} = 2\pi l_{\text{п}} \sigma d \Theta (\mu \mu_0 f_0)^2 \times \left[\frac{\Theta^2 + d^2}{2\Theta \cdot d} \ln \left(\frac{1 + d/\Theta}{1 - d/\Theta} \right) + \ln \left(1 - \frac{d^2}{\Theta^2} \right) - 1 \right],$$

для случая $\delta \ll D$, D — расстояние от оси проводника до экрана, δ — толщина скин-слоя в экране, и

$$r_{\text{пв}} = l_{\text{п}} \left[2\pi \sigma \delta \sqrt{(D-d)^2 - r_0^2} \right]^{-1},$$

для случая $\delta \gg D$. Здесь $l_{\text{п}}$ и r_0 — длина и радиус проводника, μ и σ — магнитная проницаемость и проводимость материала экрана, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная в СИ, d — толщина проводящего слоя экрана, $\Theta = \sqrt{D^2 - r_0^2}$.

При уменьшении расстояния до проводящей поверхности D одновременно уменьшается $R_c(f_0)$ и увеличивается $r_{\text{пв}}(f_0)$. Оптимальный выбор D возможен путем минимизации по данному параметру суммарного сопротивления потерь в ВСЦ: $R_{\text{П}}(f_0) = R_c(f_0) + r_{\text{пв}}(f_0)$.

На рисунке приведены результаты расчетов для типовых параметров конструкций мощных ВЧ и СВЧ транзисторов: $N=12$, $r_0=0,025$ мм, $l_{\text{п}}=2,5$ мм, $\sigma=10^7$ (Ом·м)⁻¹, $\text{Re}\{Z_{\text{тпк}}(f_0)\}=2,5$ Ом. Расстояние между смежными проводниками принималось рав-

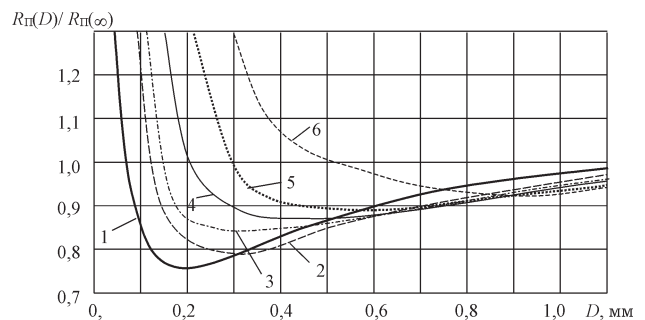


Рис. Зависимость потерь мощности во входной цепи мощного ВЧ (СВЧ) транзистора от расстояния между проводниками и проводящей поверхностью

ным 0,25 мм, емкость C_1 определялась исходя из заданной частоты f_0 . Кривые на рис. соответствуют частотам f_0 : 1 — 300 МГц, 2 — 500 МГц, 3 — 800 МГц, 4 — 1000 МГц, 5 — 1200 МГц, 6 — 1500 МГц.

Представленные расчетные графики свидетельствуют о возможности использования проводящих поверхностей, экранирующих потоки взаимоиндукции, для снижения потерь мощности в ВСЦ ОК ТРП на частотах $f_0 = 400 \dots 1000$ МГц. Применительно к конструкции и технологии сборки транзисторов речь может идти о максимальном приближении проводников к различным проводящим и низкоомным поверхностям, например, за счет уменьшения высоты дуги проводников, а также формирования заземленных проводящих поверхностей специальной формы в непосредственной близости от рядов параллельных проводников [5]. В то же время для частот свыше 1,5 ГГц применение технических решений такого рода неэффективно. Здесь более целесообразно уменьшение δL_0 и δL_1 за счет компенсации неоднородности значений $L_{0\text{Вик}}$ и $L_{1\text{Вик}}$ дополнительной индуктивностью контактных площадок в местах присоединения проводников к обкладкам конденсатора C_1 [6] или шин металлизации общего вывода транзистора [7].

ЛИТЕРАТУРА

1. Булгаков О.М. Компенсация уменьшения коэффициентов усиления по мощности окончных каскадов узкодиапазонных ВЧ и СВЧ транзисторных усилителей, вызванного индуктивным взаимодействием входных цепей транзисторных ячеек / О. М. Булгаков, Б. К. Петров // Сборник докладов VII Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 24—26 апреля 2001 г.). — Воронеж: ВНИИС, ВорГУ, 2001. — Т. 3. — С. 1791—1799.
2. Булгаков О.М. Потери мощности во входных цепях окончных каскадов узкодиапазонных мощных СВЧ транзисторных радиопередатчиков и их компенсация / О. М. Булгаков // Радиотехника. — 2002. — № 11. — С. 115—117.
3. Никишин В.И. Проектирование и технология производства мощных СВЧ транзисторов / В. И. Никишин, Б. К. Петров, В. Ф. Сыдоров и др. — М.: Радио и связь, 1989. — 144 с.
4. Евстигнеев А.С. Характеристики системы проводник — полупроводниковый кристалл / А. С. Евстигнеев // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. — 1982. — № 11. — С. 53—58.
5. Петров Б.К. Мощный ВЧ- и СВЧ-транзистор / Б. К. Петров, Ю. И. Китаев, О. М. Булгаков, Н. Г. Гвоздевская // А.с. 1489512 СССР, МКИ H01L 29/72.
6. Булгаков О.М. Мощный ВЧ- и СВЧ-транзистор / О. М. Булгаков, Б. К. Петров // А.с. 1464820 СССР, МКИ H01L 23/52.
7. Булгаков О.М. Двухтактная СВЧ-транзисторная сборка / О. М. Булгаков, Б. К. Петров, П. О. Гуков // А.с. 1809706 СССР, МКИ H01L 29/73.