

УДК 621.382.33

МЕТОДИКИ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТЕЙ МОЩНЫХ БАЛАНСНЫХ ВЧ И СВЧ МОП ТРАНЗИСТОРОВ

Б. К. Петров, О. М. Булгаков, И. В. Семейкин

*Воронежский государственный университет
Воронежский институт МВД России
ФГУП «НИИ Электронной техники», г. Воронеж*

Представлены методики расчетов эквивалентных индуктивностей затвора, стока и истока мощных балансных ВЧ и СВЧ МОП транзисторов. Результаты расчетов, проведенных для двух типов транзисторов, показывают, что приемлемая точность расчетов индуктивностей обеспечивается применением простых вычислительных процедур на основе линейных операторов. Показано, что в отличие от биполярных транзисторов, в МОП транзисторах эквивалентные индуктивности определяются исключительно геометрией монтажных элементов и не зависят от характеристик транзисторных кристаллов.

ВВЕДЕНИЕ

Благодаря относительно большим значениям активных составляющих входных импедансов ($\text{Re}\{Z_2 E\} > 1 \text{ Ом}$) при выходной мощности $P_{\text{вых}} \geq 100 \text{ Вт}$, а также устойчивости к шнурованию тока из-за отсутствию положительной обратной связи по теплу, мощные МОП транзисторы существенно потеснили биполярные транзисторы в усилителях мощности ВЧ и СВЧ диапазонов. Однако, как и для биполярных транзисторов, для мощных ВЧ и СВЧ МОП транзисторов актуальной проблемой проектирования остается расчет эквивалентных индуктивностей, которые в силу малости своих значений ($< 0,5 \text{ нГн}$) и зависимости от амплитудно-фазовых соотношений между токами в рабочем режиме, не могут быть с необходимой точностью измерены экспериментально на этапе макетирования приборов. Сходство геометрии монтажно-соединительных элементов позволяет использовать для расчета индуктивностей стока, истока и затвора те же подходы, что и для расчета индуктивностей эквивалентных схем биполярных транзисторов [1—3]. Однако из-за некоторых специфических особенностей конструкций мощных ВЧ и СВЧ МОП транзисторов методики расчета существенно отличаются от применявшихся ранее.

УЧЕТ ОСОБЕННОСТЕЙ КОНСТРУКЦИЙ МОЩНЫХ БАЛАНСНЫХ ВЧ (СВЧ) МОП ТРАНЗИСТОРОВ В МОДЕЛЯХ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТЕЙ

На рис. 1 схематично показан мощный балансный ВЧ (СВЧ) транзистор, предназначенный для работы в усилительных схемах с общим истоком. На фланце корпуса 1, являющемся электродом истока, размещаются два идентичных кристаллодержателя 2 из бериллиевой керамики с рисунком металлизации на лицевой поверхности, образующие плечи транзистора. В каждом плече транзисторные кристаллы 3 электрически контактируют основаниями (областями стока) с металлизированными площадками стока 4, которые, в свою очередь, соединены проводниками 5 с ленточным электродом стока 6. Проводники 5 соединяют области истока с участками одноименной металлизации 7 и 7а, контактирующей с фланцем через боковые поверхности кристаллодержателя. Области затвора соединены проводниками 5 с площадкой 8 и ленточным электродом затвора.

Проводники 5 имеют дугообразную форму. С целью упрощения расчетных методик представим их в виде П-образных балок (рис. 2). При этом длина балки будет равна расстоянию между концами соответствующего проводника $l_{\text{п}}$, а ее высота h_6 без учета толщины полупроводникового кристалла определяется из формулы Гюйгенса для длины дуги окружности:

© Петров Б. К., Булгаков О. М., Семейкин И. В., 2005.

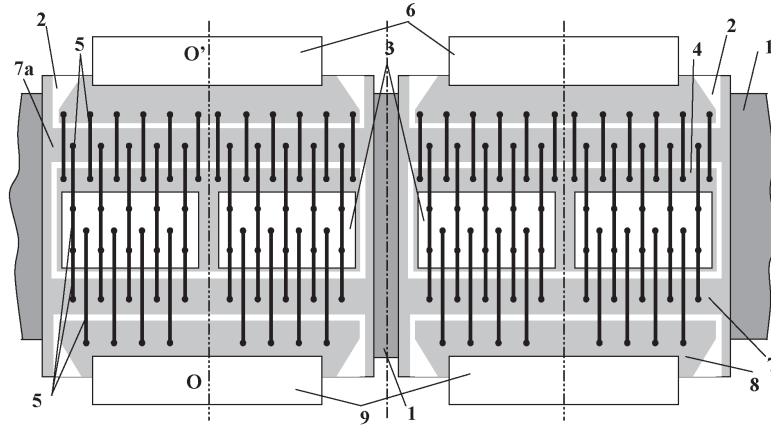


Рис. 1. Схема внутрикорпусных соединений мощного балансного ВЧ (СВЧ) МОП транзистора

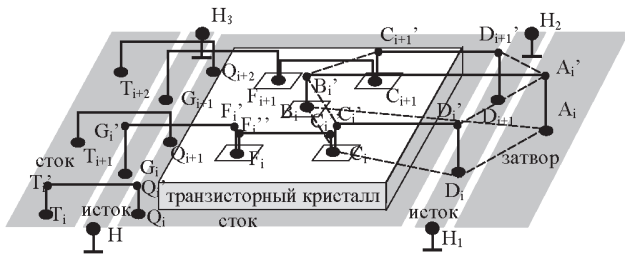


Рис. 2. Представление системы соединений транзистора П-образными проводниками

$$h_6 = \frac{2l_n}{3} \left(\sqrt{\left(\frac{2 \cdot h_d}{l_n} \right)^2 + 1} - 1 \right),$$

где h_d — высота дуги проводника. Такое упрощение формы проводников при $h_d/l_n < 0,3$ практически не сказывается на точности вычисления магнитных потоков в контурах, ограниченных проводниками [4].

В таблице 1 представлены характеристики и геометрические размеры (в соответствии с обозначениями рис. 2) системы соединений двух транзисторов. «Транзистор 1» — мощный СВЧ МОП транзистор MRF275G («Motorola»), «транзистор 2» — мощный ВЧ МОП транзистор, разрабатываемый ФГУП «НИИЭТ», г. Воронеж. Основным отличием систем соединений транзисторов является то, что в «транзисторе 1» площадки стока 4 соединяются с электродами 6 непосредственно (без проводников 5), в связи с чем проводник 7а представляет собой не участок металлизации, а балку, опоры которой контактируют с металлизацией истока 7. Таким образом, расчет индуктивности стока L_{c1} «транзистора 1» осуществляется по известным процедурам [1, 2].

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТИ СТОКА

Индуктивность стока «транзистора 2» (рис. 2) представляет собой сумму индуктивностей последовательно соединенных контуров (рис. 1, 2):

$$L_c = L_{лэс} + L_{лс}, \quad (1)$$

где $L_{лэс}$ — индуктивность контура, ограниченного ленточным электродом стока и электродом истока на поверхности кристаллодержателя и платы усилителя, $L_{лс}$ — индуктивность системы параллельно соединенных контуров $Q_i Q_i' T_i T_i$, ограниченных проводниками $Q_i T_i$ и металлизацией электрода истока 7а (рис. 1). Первое слагаемое может быть рассчитано на основе формулы для расчета магнитного потока, создаваемого в прямоугольном контуре током, протекающим по ограничивающему контур проводнику прямоугольного сечения (рис. 3):

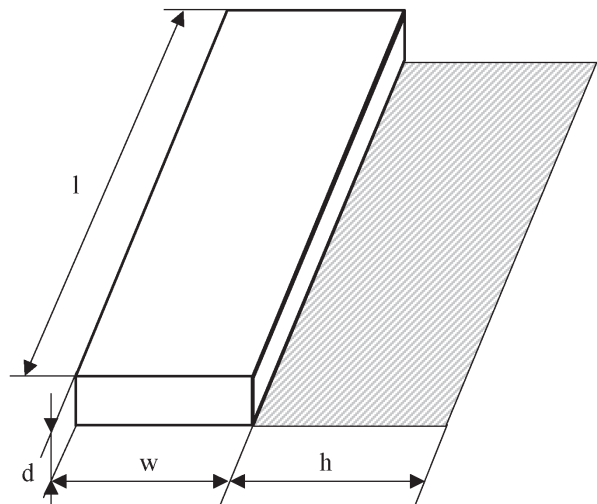


Рис. 3. К расчету индуктивности ленточного электрода

Таблица 1

Энергетические и конструкционные параметры транзисторов

Параметр, обозначение	Единицы измерения	Транзистор 1	Транзистор 2
Выходная мощность, $P_{\text{вых}}$	Вт	150	300
Рабочая частота, f	МГц	500	230
Коэффициент усиления по мощности, $K_{\text{ур}}$	Раз	10	12
$ A_i B_i $	мм	3,5	3,0
$ B_i B_i' $	мм	0,09	0,11
$ C_i D_i $	мм	1,0	1,1
$ C_i C_i' $	мм	0,07	0,1
$ D_i D_i' $	мм	0,22	0,25
$ C_i F_i $	мм	0,75	1,3
$ C_i C_i'' $	мм	0,18	0,05
$ F_i G_i $	мм	1,5	2,0
$ F_i F_i' $	мм	1,0	0,1
$ G_i G_i' $	мм	0,2	0,25
$ Q_i T_i $	мм	—	1,8
$ Q_i Q_i' $	мм	—	0,12
Количество** проводников $A_i B_i$, N_3	шт.	12	8
Количество** проводников $C_i D_i$, $N_{и1}$	шт.	14	10
Количество** проводников $C_i F_i$, $N_{и2}$	шт.	14	10
Количество** проводников $F_i G_i$, $N_{и3}$	шт.	14	10
Количество** проводников $Q_i T_i$, N_c	шт.	—	12
$ A_i A_{i+1} $, $ C_i C_{i+1} $, $ G_i G_{i+1} $, $ Q_i Q_{i+1} $	мм	0,55	0,82
Расстояния от B_i до $C_i F_i$	мм	0,275	0,41
Радиус проводников, r_0	мм	0,02	0,025
Радиус эквивалента $A_i B_i$, r_3	мм	0,019	0,023
Радиус эквивалента $C_i D_i$, $r_{и1}$	мм	0,014	0,014
Радиус эквивалента $C_i F_i$, $r_{и2}$	мм	0,011	0,023
Радиус эквивалента $F_i G_i$, $r_{и3}$	мм	0,006	0,019
Радиус эквивалента $Q_i T_i$, r_c	мм	—	0,021
Ширина ленточных электродов, w	мм	6,0	6,0

* — частота, для которой приведены $P_{\text{вых}}$ и $K_{\text{ур}}$;

** — в одном плече балансного транзистора

$$L_{\text{лэ}} = \frac{\Phi_{\text{лэ}}}{I_{\text{лэ}}} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left\{ \tau(l; d; w; h) \left(1 - \frac{d}{w}\right) + \frac{h}{w} \ln \frac{2(w+h)-d}{2h+d} + \left(1 - \frac{d}{2w}\right) \ln \frac{2(w+h)-d}{2w-d} - \frac{d}{2w} \ln \left(\frac{2h}{d} - 1\right) \right\}, \quad (2)$$

где

$$\tau(l; d; w; h) = \frac{1}{2} \left[\ln \frac{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{d}{l}\right)^2}}{1 + \sqrt{1 + \left(1 + \frac{2h}{d}\right)^2}} + \ln \frac{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{2w}{d} - 1\right)^2}}{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{2(h+w)}{d} - 1\right)^2}} \right];$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная в СИ; l , d и w — соответственно длина ленточного электрода, высота и ширина его поперечного сечения; h — ширина контура.

Выражение (2) получено для условий: $h \ll l$; $h < 0,5w$, путем интегрирования по

площади прямоугольного поперечного сечения проводника базового оператора [2]:

$$\Theta(l; l_1; l_2; h; h_1; r_0) = \Psi(l_1 + l_2; h; h_1 + r_0) - \Psi(l_1; h; h_1 + r_0) + \Psi(l - l_1; h; h_1 + r_0) - \Psi(l - l_1 - l_2; h; h_1 + r_0), \quad (3)$$

приведенного при $l = l_2$ и $l_1 = 0$ к виду:

$$\Theta(l; 0; l; h; h_1; r_0) = 2[\Psi(l; h; h_1 + r_0) - \Psi(0; h; h_1 + r_0)], \quad (3a)$$

где

$$\Psi(x; h; r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \sqrt{x^2 + (h+r)^2} - \sqrt{x^2 + r^2} - x \left[\ln \left(\frac{x + \sqrt{x^2 + (h+r)^2}}{h+r} \right) - \ln \left(\frac{x + \sqrt{x^2 + r^2}}{r} \right) \right] \right\},$$

r_0 — радиус нити тока внутри поперечного сечения проводника; h_1 — расстояние от нити тока до контура; l_2 — длина контура; l_1 — расстояние между концом проводника и проекцией контура на проводник в случае: $l_2 < l$.

Индуктивность системы параллельных контуров:

$$L_{\text{ПС}} = \left(\sum_{k=1}^{N_c} \frac{1}{L_{Ck}} \right)^{-1} = \prod_{k=1}^{N_c} L_{Ck} / \sum_{k=1}^{N_c} \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_c} L_{Ci}, \quad (4)$$

где L_{Ck} — индуктивность k -го контура, N_c — количество контуров. В свою очередь:

$$L_{Ck} = \frac{\dot{\Phi}_{Q_k T_k}}{\dot{I}_{Ck}},$$

где $\dot{\Phi}_{Q_k T_k}$ — амплитуда 1-ой гармоники полного магнитного потока в контуре, включающем в свой состав проводник $Q_k T_k$ с током, амплитуда 1-ой гармоники которого \dot{I}_{Ck} , причем: $\sum \dot{I}_{Ck} = \dot{I}_C$; \dot{I}_C — амплитуда 1-ой гармоники ток стока одного плеча транзистора. Очевидно,

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{Q_k T_k} = & \dot{\Phi}_{Q_k T_k C \varepsilon} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{N_{c2}} \dot{\Phi}_{Q_j T_j - Q_k T_k} + \sum_{n=1}^{N_{c1}} \dot{\Phi}_{C_n D_n - Q_k T_k} + \\ & + \sum_{m=1}^{N_{c2}} \dot{\Phi}_{C_m F_m - Q_k T_k} + \sum_{i=1}^{N_{c3}} \dot{\Phi}_{F_i G_i - Q_k T_k}. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь: $\dot{\Phi}_{Q_k T_k C \varepsilon}$ — комплексная амплитуда 1-й гармоники магнитного потока самоиндукции в рассматриваемом контуре; $\dot{\Phi}_{Q_j T_j - Q_k T_k}$, $\dot{\Phi}_{C_n D_n - Q_k T_k}$, $\dot{\Phi}_{C_m F_m - Q_k T_k}$, $\dot{\Phi}_{F_i G_i - Q_k T_k}$ — соответственно амплитуды 1-ых гармоник потоков взаимной индукции от контуров, в состав которых входят проводники $Q_j T_j$, $C_n D_n$, $C_m F_m$, $F_i G_i$. В выражении (5) не учитываются потоки взаимной индукции, наводимые токами, протекающими в металлизированных участках кристаллодержателя и ленточных электродах стока, ввиду относительно малой плотности тока в них, а также токами, протекающими в проводниках $A_i B_i$ и ленточных электродах затвора из-за фазового сдвига на $\pi/2$ протекающего в них тока \dot{I}_3 относительно тока стока. Кроме того, из-за удаленности от рассматриваемых контуров и экранирования потоков взаимной индукции проводящими поверхностями кристаллодержателя в (5) не входят магнитные потоки от токов другого плеча транзистора.

Проведенные расчеты показали, что без ущерба для точности вычислений в (5) можно не учитывать потоки взаимной индукции от токов, протекающих по проводникам $C_n D_n$ (ввиду удаленности от рассматриваемого кон-

тура), а также $C_m F_m$ (ввиду малости токов).

В целях дальнейшего упрощения расчетных методик без ухудшения их точности введем понятие *индуктивного эквивалента* — прямолинейного проводника кругового сечения, длина которого равна расстоянию между проекциями концов исходного проводника на плоскость контура, и создающего в рассматриваемом контуре магнитный поток такой же величины, что и рассматриваемый проводник.

Использование индуктивных эквивалентов реальных проводников позволяет свести трехмерные задачи вычисления магнитных потоков к двумерным моделям, и при этом ограничиться в решении таких задач сравнительно малым количеством базовых операторов (3) и подобных ему [2]. Как следует из определения, учет кривизны и формы поперечного сечения проводника-прототипа осуществляется за счет выбора радиуса поперечного сечения эквивалента. Проведенные нами расчеты показали, что для П-образных проводников в диапазоне длин оснований $l_n = 1,0 \dots 3,5$ мм, радиусов сечения $r_0 = 0,015 \dots 0,05$ мм и значений высоты $h_0 \leq 0,35l_0$ приемлемую погрешность вычислений (в пределах 10%) с применением индуктивного эквивалента обеспечивает расчет радиуса индуктивного эквивалента по формуле:

$$r_{\text{ЭК}} = r_0 \left(1 - \frac{h_0}{l_n} \right)^{2,3+5 \frac{h_0}{l_n}}. \quad (6)$$

В таблице 1 приведены значения $r_{\text{ЭК}}$ для всех проводников рассматриваемых транзисторов. В случае неравенства боковых сторон П-образных прототипов в качестве h_0 принималась их полусумма. С учетом сделанных допущений запишем выражение для расчета индуктивности отдельного контура:

$$\begin{aligned} L_{Ck} = & F [Q_k Q'_k T'_k T_k; Q'_k T'_k] + \\ & + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{N_c} F [Q_k Q'_k T'_k T_k; Q'_j T'_j] \frac{|\dot{I}_{Cj}|}{|\dot{I}_{Ck}|} + \\ & + \sum_{i=1}^{N_{c3}} F [Q_k Q'_k T'_k T_k; F'_i G'_i] \text{Re} \left\{ \frac{\dot{I}_{i3i}}{\dot{I}_{Ck}} \right\}. \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь величины вида $F[Q_k Q'_k T'_k T_k; Q'_k T'_k]$ — геометрические индуктивные факторы (ГИФ) соответствующих проводников по отношению к контуру $Q_k Q'_k T'_k T_k$ [2], объединяющие понятия индуктивности и взаимной индуктивности и численно равные отношению магнитного потока, наводимого в данном контуре током, протекающим по рассматриваемому проводнику, к величине этого тока. Будем полагать все токи в одноименных проводниках равными:

$$\dot{I}_{Cj} = \frac{\dot{I}_C}{N_C}, \quad j = 1 \dots N_C; \quad \dot{I}_{н3i} = \frac{\dot{I}_{н3}}{N_{н3}}, \quad i = 1 \dots N_C.$$

Тогда с учетом того, что $\dot{I}_н = \dot{I}_3 + \dot{I}_c$,

$$\operatorname{Re} \left\{ \frac{\dot{I}_3}{\dot{I}_c} \right\} = 0, \quad \text{и } N_{н3} = N_{н1}:$$

$$\begin{aligned} L_{Ck} = & \Theta(|Q_k T_k|; 0; |Q_k T_k|; |Q_k Q'_k|; 0; r_c) + \\ & + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{N_C} \Theta(|Q_j T_j|; 0; |Q_j T_j|; \sqrt{|Q_j Q_k|^2 + |Q_k Q'_k|^2} - \\ & - |Q_j Q_k|; |Q_j Q_k|; r_c) \alpha(j; k) + \\ & + \frac{N_C}{2N_{н3}} \left\{ \sum_{i=1}^{N_{н3}} \Theta(|F_i G_i|; 0; |Q_i G_i|; \sqrt{|Q_i G_{k\perp}|^2 + |Q_k Q'_k|^2} - \right. \\ & - |Q_i G_{k\perp}|; |Q_i G_{k\perp}|; r_c) [-\alpha(i; k)] + \\ & + \sum_{i=1}^{N_{н3}} \Delta(|F_i G_i|; 0; |G_i T_i|; \sqrt{|Q_i G_{k\perp}|^2 + |Q_k Q'_k|^2} - \\ & \left. - |Q_i G_{k\perp}|; |Q_i G_{k\perp}|; r_c) [-\alpha(i; k)] \right\}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \Delta(l; l_3; l_2; h; h_1; r_0) = & \psi(l + l_2 + l_3; h; h_1 + r_0) - \\ & - \psi(l + l_3; h; h_1 + r_0) - \\ & - \psi(l_2 + l_3; h; h_1 + r_0) + \psi(l_3; h; h_1 + r_0) \quad (8) \end{aligned}$$

— базовый оператор для расчета потоков взаимной индукции и ГИФ при расположении контура вне створа проводника [2]; r_0 — радиус поперечного сечения проводника; l_3 — расстояние между проводником и контуром в продольном направлении; величины вида $|Q_i G_i|$ и $|Q_i G_{k\perp}|$ — соответственно длины проекций отрезка $Q_i G_i$ на продольное направление ($Q_i T_i$) и отрезка $Q_i G_k$ на поперечное направление ($Q_i Q_k$);

$$\alpha(x, y) = \begin{cases} 1, & x \leq y, \\ -1, & x > y. \end{cases}$$

Знак магнитных потоков взаимной индукции, который учитывается функцией $\alpha(x, y)$, определяется из соображений противоположной направленности токов в проводниках $Q_i T_i$ и $G_i F_i$.

Для более приближенных оценок следует принять во внимание, что, поскольку разница значений L_{Ck} невелика, а $N_C > 10$, формула (4) может быть без ущерба для точности вычислений заменена более простым выражением:

$$L_{пс} = \frac{1}{N_C^2} \sum_{k=1}^{N_C} L_{Ck} = \frac{\bar{L}_C}{N_C} \approx \frac{\overline{L_{Ck}}}{N_C}, \quad (4a)$$

где \bar{L}_C — среднее значение индуктивностей контуров $Q_k Q'_k T'_k T_k$, $\overline{L_{Ck}}$ — значение индуктивности некоторого контура, наиболее близкое к среднему.

В однородном ряду параллельных проводников над проводящей поверхностью, вследствие различных знаков суммарных потоков взаимной индукции в периферийных контурах, ограниченных каждый проводником и проводящей поверхностью, средним значением индуктивности обладают контуры, расположенные в центре ряда. Однако в рассматриваемых конструкциях мощных ВЧ (СВЧ) МОП транзисторов на распределение магнитных потоков взаимной индукции в контурах $Q_k Q'_k T'_k T_k$, существенное влияние оказывает неоднородность системы соединений, обусловленная размещением в каждом плече двух транзисторных кристаллов. Проведенные расчеты показали, что наиболее близкими к среднему значению индуктивностями обладают контуры с номерами: $k = N_C/2 - 2$, и $k = N_C/2 - 1$, номера контуров отсчитываются слева направо (рис. 1, 2). Рассмотрим контур $Q_4 Q'_4 T'_4 T_4$ «транзистора 2». Очевидно, потоки взаимной индукции от контуров $Q_k Q'_k T'_k T_k$, с индексами 1 и 7, 2 и 6, 3 и 5 попарно будут одинаковыми по величине и противоположными по знаку, т.е. взаимно компенсируются. Потоками взаимной индукции от контуров с индексами $k = 8 \dots 12$ можно пренебречь, так как расстояния от данных контуров существенно превышают ширину рассматриваемого контура и расстояние до проводящей экранирующей поверхности [1]. Руководствуясь аналогичными соображениями, исключим из рассмотрения ГИФ проводников $F_i G_i$ (потоки от проводников с индексами 1 и 6, 2 и 5, 3 и 4 взаимно

компенсируются, при $i = 7 \dots 10$ величины потоков пренебрежимо малы), тогда:

$$L_{\text{пс}} \approx \frac{1}{N_C} \Theta(|Q_k T_k|; 0; |Q_k T_k|; |Q_k Q_k|; 0; r_C).$$

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА
ИНДУКТИВНОСТЕЙ ЗАТВОРА
И ИСТОКА**

Каждый проводник $A_i B_i$ входит в состав шестнадцати замкнутых контуров, по которым может протекать входной ток (рис. 2): $A_i B_i C_i D_i H_1$, $A_i B_i C_i D_i H_2$, $A_i B_i C_{i+1} D_{i+1} H_1$, $A_i B_i C_{i+1} D_{i+1} H_2$, $A_i B_i C_i F_i G_i H$, $A_i B_i C_i F_i G_i H_3$, $A_i B_i C_{i+1} F_{i+1} G_{i+1} H$, $A_i B_i C_{i+1} F_{i+1} G_{i+1} H_3$, $A_i B_i F_i G_i H$, $A_i B_i F_{i+1} G_{i+1} H$, $A_i B_i F_{i+1} G_{i+1} H_3$, $A_i B_i F_i C_i D_i H_1$, $A_i B_i F_i C_i D_i H_2$, $A_i B_i F_{i+1} C_{i+1} D_{i+1} H_1$, $A_i B_i F_{i+1} C_{i+1} D_{i+1} H_2$. Таким образом, в расчетах эквивалентных индуктивностей затвора L_3 и истока $L_{\text{и}}$ по формуле (4) следует рассматривать $16N_3$ параллельно соединенных контуров, что является чрезвычайно трудоемкой задачей. Учтя малость токов, протекающих по проводникам $F_i C_i$, и исключив эти проводники из рассмотрения, можно уменьшить количество анализируемых контуров ($A_i B_i C_i D_i H_1$, $A_i B_i C_i D_i H_2$, $A_i B_i C_{i+1} D_{i+1} H_1$, $A_i B_i C_{i+1} D_{i+1} H_2$, $A_i B_i F_i G_i H$, $A_i B_i F_i G_i H_3$, $A_i B_i F_{i+1} G_{i+1} H$, $A_i B_i F_{i+1} G_{i+1} H_3$) до $8N_3$. С учетом сделанных ранее допущений, а также в приближении равенства контурных токов запишем выражения для расчета магнитных потоков в рассматриваемых контурах. Для «малого» контура $A_i B_i C_i D_i H_1$:

$$\begin{aligned} \Phi_{A_i B_i C_i D_i} \approx & \frac{\dot{I}_3}{N_3} \left\{ F[A_i B_i C_i D_i; A_i B_i] + \right. \\ & \left. + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N_3} F[A_i B_i C_i D_i; A_j B_j] [1 - \alpha(j; i)] \right\} + \\ & + \frac{\dot{I}_{\text{и}}}{4N_3} \{ F[A_i B_i C_i D_i; C_i D_i] - \\ & - F[A_i B_i C_i D_i; C'_{N_{i1}} D'_{N_{i1}}] - \\ & - F[A_i B_i C_i D_i; F_i G_i] + F[A_i B_i C_i D_i; F'_{N_{i2}} G'_{N_{i2}}] + \\ & + 2 \sum_{n=2}^{N_{i1}-1} F[A_i B_i C_i D_i; C'_n D'_n] [\alpha(n; i)] + \\ & + 2 \sum_{n=2}^{N_{i1}-1} F[A_i B_i C_i D_i; C'_n D'_n F'_n G'_n] [1 - \alpha(n; i)] + \\ & \left. + 4 \sum_{m=1}^{N_{i1}} (F[A_i B_i C_i D_i; D_m H_2] - F[A_i B_i C_i D_i; D_m H_1]) \right\}, \end{aligned} \tag{9}$$

Для «большого» контура $A_i B_i F_i G_i H$:

$$\begin{aligned} \Phi_{A_i B_i F_i G_i} \approx & \frac{\dot{I}_3}{N_3} \left\{ \sum_{j=i}^{N_3} F[A_i B_i F_i G_i; A_j B_j] + \right. \\ & \left. + \sum_{j=1}^{i-1} (F[A_i B_j F_j G_j; A_j B_j] - F[A_j G_j G_i A_i; A_j B_j]) \right\} + \\ & + \frac{\dot{I}_{\text{и}}}{4N_{\text{и}}} \{ F[A_i B_i F_i G_i; F_i G_i] - F[A_i G_i G_i D_i; F_i G_i] + \\ & + F[A_i B_i F_i G_i; F'_{N_{i2}} G'_{N_{i2}}] + F[A_i G_i G_i D_i; C_i D_i] - \\ & - F[D_i C_i F_i G_i; C_i D_i] - F[A_i B_i F_i G_i; C'_{N_{i1}} D'_{N_{i1}}] \} + \\ & + \frac{\dot{I}_{\text{и}}}{2N_{\text{и}}} \left\{ \sum_{j=2}^i (F[D_j C_j F_j G_j; F_j G_j] - F[D_j G_j G_i A_i; F_j G_j]) + \right. \\ & \left. + \sum_{j=i+1}^{N_{i2}-1} F[A_i B_i F_i G_i; F_j G_j] + \right. \\ & \left. + \sum_{n=2}^{i-1} (F[D_n G_n G_i A_i; C_n D_n] - F[D_n C_n F_n G_n; C_n D_n]) - \right. \\ & \left. - \sum_{n=i}^{N_{i2}-1} F[A_i B_i F_i G_i; C_n D_n] \right\} + \\ & + \frac{\dot{I}_{\text{и}}}{N_3} \left\{ \sum_{m=1}^{N_{i1}} (F[A_i B_i F_i G_i; G_m H] - F[A_i B_i F_i G_i; G_m H_1] + \right. \\ & \left. + F[A_i B_i F_i G_i; D_m H_3] - F[A_i B_i F_i G_i; D_m H]) \right\} + \\ & + \frac{\dot{I}_C}{N_C} \left\{ \sum_{k=1}^{i+1} (F[Q_k T_k T_k A_i; Q_k T_k] - F[H Q_k T_k; Q_k T_k]) - \right. \\ & \left. - \sum_{k=i+2}^{N_C} F[A_i B_i Q_k T_k; C_k D_k] \right\}. \end{aligned} \tag{10}$$

Очевидно, в силу симметрии схемы монтажа, будут равны между собой магнитные потоки в контурах, симметричных относительно оси OO' (рис. 1): $A_i B_i C_i D_i H_1$ и $A_{N_3-i} B_{N_3-i} C_{N_3-i+2} D_{N_3-i+2} H_2$, $A_i B_i C_i D_i H_2$ и $A_{N_3-i} B_{N_3-i} C_{N_3-i+2} D_{N_3-i+2} H_1$, $A_i B_i C_{i+1} D_{i+1} H_1$ и $A_{N_3-i} B_{N_3-i} C_{N_3-i+1} D_{N_3-i+1} H_2$, $A_i B_i C_{i+1} D_{i+1} H_2$ и $A_{N_3-i} B_{N_3-i} C_{N_3-i+1} D_{N_3-i+1} H_1$, и др. Таким образом, выражений (9), (10) в совокупности с операторами (3), (8) достаточно для расчета магнитных потоков в рассматриваемой совокупности контуров.

Разделив (9) или (10) на контурный ток $\dot{I}_{ki} = \dot{I}_3 / (8N_3)$, получим полную индуктивность соответствующего контура, включающую в себя индуктивность затвора и индуктивность истока:

$$\begin{aligned} \frac{\Phi_i}{\dot{I}_{ki}} &= \frac{\Phi_{3i}}{\dot{I}_{ki}} + \frac{\Phi_{\text{и}i}}{\dot{I}_{ki}} + \frac{\Phi_{\text{с}i}}{\dot{I}_{ki}} = \\ &= L_{3i} + L_{\text{и}i} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\dot{I}_{\text{и}}}{\dot{I}_3} \right\} + L_{\text{с}i} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\dot{I}_C}{\dot{I}_3} \right\}. \end{aligned}$$

Здесь L_{3i} , $L_{\text{и}i}$, $L_{\text{с}i}$ — составляющие, обусловленные наведением в данном контуре магнитных потоков токами, протекающими

по проводникам затвора ($A_i B_i$), истока ($C_i D_i$, $F_i G_i$, $D_i H_1$, $D_i H_2$, $G_i H$, $G_i H_3$) и стока ($Q_i T_i$) соответственно. Ввиду фазового сдвига на $\pi/2$ тока стока относительно тока затвора, полная эквивалентная индуктивность контура, как количественная характеристика инерционного влияния системы на изменение контурного тока \dot{I}_{ki} :

$$\frac{\dot{\Phi}_i}{\dot{I}_{ki}} = L_{ki} = L_{zi} + L_{ii}.$$

Таким образом, индуктивность проводников затвора:

$$L_{ПЗ} = \left(\sum_{k=1}^{8N_3} \frac{1}{L_{3k}} \right)^{-1} \approx \frac{L_{3М} L_{3Б}}{L_{3М} + L_{3Б}}, \quad (46),$$

где

$$L_{3М} = \left(\sum_{i=1}^{N_3} \frac{1}{L_{3Mi}} \right)^{-1}; L_{3Б} = \left(\sum_{j=1}^{N_3} \frac{1}{L_{3Bj}} \right)^{-1}$$

— индуктивности проводников затвора в составе соответственно «малых» и «больших» контуров; L_{3Mi} , L_{3Bj} — определяются на основе выражений (9) и (10) соответственно:

$$L_{3Mi} = F[A'_i B'_i C'_i D'_i; A'_i B'_i] + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N_3} F[A'_i B'_i C'_j D'_j; A'_j B'_j] [1 - \alpha(j; i)];$$

$$L_{3Bi} = \sum_{j=i}^{N_3} F[A'_i B'_i F'_j G'_j; A'_j B'_j] + \sum_{j=1}^{i-1} (F[A'_j B'_j F'_i G'_i; A'_i B'_i] - F[A'_j G'_j G'_i A'_i; A'_j B'_j]).$$

По аналогии с (4а) для приближенных оценок:

$$L_{3М} \approx \frac{\overline{L_{3Mi}}}{N_3}; L_{3Б} \approx \frac{\overline{L_{3Bj}}}{N_3}.$$

Средние значения индуктивности в своем ряду имеют «малые» контуры $A_i B_i C_i D_i H_1$ с индексами $i = N_3/2 - 1$, и «большие» контуры $A_i B_i F_i G_i H$ с индексами $i = N_3/2 - 1; N_3/2 + 1$.

Индуктивность истока определяется по аналогии с (4б). Так как $L_{И}$ определяет активную составляющую входного импеданса ВЧ (СВЧ) МОП транзистора за счет протекания тока стока через вывод истока (в составе тока истока) [5], при записи индуктивностей истока в составе «малых» и «больших» контуров из соответствующих выражений (9) и (10) исключаются ГИФ индуктивных эквивалентов проводников затвора. ГИФ ленточных электродов, балки (для «транзистора 1» и участков металлизации кристаллодержателя определяются по формуле (2).

АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Результаты расчетов эквивалентных индуктивностей «транзистора 1» и «транзистора 2» представлены в таблице 2. Под «точными» вычислениями понимаются расчеты по подробным процедурам, предполагающими вычисление индуктивностей всех элементарных контуров. Приближенные расчеты подразумевают применение сокращенных процедур, основанных на вычислении близких к среднему значению индуктивностей одного или двух контуров.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Амплитудно-фазовые соотношения между токами стока, истока и затвора не оказывают влияния на эквивалентные индуктивности мощных ВЧ и СВЧ МОП-транзисторов, поэтому в расчетах индуктивностей определяющую роль играет ограничен-

Таблица 2

Расчетные значения индуктивностей в одном плече балансного транзистора, нГн

Наименование	Обозначение	Транзистор 1		Транзистор 2	
		точно	приближенно	точно	приближенно
Ленточный электрод затвора*	$L_{лэз}$	0,36	0,36	0,36	0,36
Проводники затвора	$L_{ПЗ}$	0,17	0,20	0,22	0,26
Затвор в целом*	L_3	0,53	0,56	0,58	0,62
Исток	$L_{И}$	0,10	0,11	0,13	0,17
Полная входная индуктивность	L_1	0,63	0,67	0,71	0,79
Ленточный электрод стока*	$L_{лэс}$	0,44	0,44	0,36	0,36
Проводники стока	$L_{Пс}$	—	—	0,11	0,07
Сток в целом*	$L_с$	0,44	0,44	0,47	0,43

* при пайке электрода к плате усилителя на расстоянии 2 мм от корпуса

ный набор геометрических параметров монтажных элементов, что существенно упрощает расчетные методики.

2. Результаты расчетов хорошо согласуются со справочными данными для индуктивностей приборов со сходной конфигурацией соединительных элементов [6].

3. Индуктивность стока определяется в основном ГИФ ленточного электрода и мало зависит от геометрии стоковых проводников, поэтому для расчета индуктивности системы проводников стока допустимо использование сокращенных процедур.

4. Индуктивность истока достаточно однозначно определяется: количеством проводников затвора и истока, длиной проводников, расстоянием между смежными проводниками затвора и истока, высотой проволочных петель, поэтому сокращенные процедуры расчета индуктивности истока обладают приемлемой для начальных этапов проектирования транзисторов точностью.

5. Точность предложенных расчетных методик может быть повышена путем учета распределения токов в контурах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Булгаков О.М. Электромагнитные взаимодействия во входных цепях мощных ВЧ- и СВЧ-транзисторов и их энергетические и частотные характеристики: Дис. ... канд. техн. наук: 05.27.01 — Защищена 06.05.93; Утв. 02.07.93. — Воронеж: Воронежский гос. ун-т, 1993. — 152 с. — Библиогр.: С. 142—152.

2. Булгаков О.М. К расчету индуктивности общего вывода мощного ВЧ (СВЧ) транзистора // Вестник Воронежского института МВД России. — Вып. 3(15), — Воронеж: ВИ МВД РФ, 2003. — С. 16—21.

3. Петров Б.К., Булгаков О.М., Гукон П.О. Расчет эквивалентных индуктивностей входных цепей мощных СВЧ-транзисторов / Воронежский гос. ун-т, г. Воронеж, 1992, деп. в ВИНТИ № 1420-В92.

4. Булгаков О.М. Индуктивность внутрикорпусных соединений мощного LDMOS транзистора // Вестник Воронежского института МВД России. — Вып. 1(10), — Воронеж: ВИ МВД РФ, 2002. — С. 3—7.

5. Никишин В.И. Проектирование и технология производства мощных СВЧ транзисторов / В. И. Никишин, Б. К. Петров, В. Ф. Сынов и др. — М.: Радио и связь, 1989. — 144 с.

6. Петухов В.М. Биполярные транзисторы средней и большой мощности сверхвысокочастотные и их зарубежные аналоги. Справочник. Т. 4 — М.: КУБК-а, 1997. — 544 с.