

Отсюда, в частности, следует, что относительную пропускную способность системы можно рассматривать как отношение среднего числа занятых каналов к приведенной плотности потока требований.

Из предыдущего материала можно получить ряд важных частных случаев и рассмотреть чистую СМО с ожиданием, систему с отказом и систему с ограниченной длиной очереди.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кузовлев В.И., Шкатов П.Н. Математические методы анализа производительности и надёжности САПР. – М.: Высшая школа, 1990. – 143 с.
2. Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. – Киев: Техніка, 1975. – 765 с.

Ю.П. Волощенко, О.Н. Негоденко

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНТЕГРИРОВАННОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СТРУКТУРЫ

Изучение современных САПР ИС показало, что они не содержат математические модели, учитывающие ряд особенностей физических процессов в открытых СВЧ системах, например, воздействие полей межсоединений и полупроводниковых приборов (ПП) друг на друга, соизмеримость времени пролета носителей заряда в ПП с длительностью транспортировки электромагнитной (ЭМ) энергии между ними [1]. Указанные недостатки используемых моделей ограничивают достоверность результатов проектирования СВЧ ИС. Поэтому при создании САПР ИС существует необходимость совершенствования моделей, ориентированных на описание функционирования элементов ИС СВЧ.

В данной статье излагается методика моделирования полупроводниковой структуры, представляющей собой фрагмент ИС СВЧ, состоящей из массива ПП, связанных проводниками. Кроме того, приводятся результаты изучения трансформации напряжения межсоединением фрагмента ИС в зависимости от плотности потока мощности, переносимой падающей бегущей волной вдоль него. Описываемая модель необходима при реализации итерационного расчета методом гармонического баланса электрической цепи с распределенными параметрами и конструкции ИС СВЧ, тестировании физической реализуемости периодической системы активных нелинейных элементов (НЭ).

В процессе моделирования полупроводниковой структуры необходимо учесть направления циркуляции волн полного тока и напряжения, установить закономерности изменения потенциала вдоль цепи, а результаты исследования представить в аналитической явной форме. Эти параметры задают мгновенное положение рабочей точки на колебательной и динамической вольтамперных характеристиках ПП и НЭ в схеме замещения, импедансные условия в конце линии передачи. Поэтому исследуем ИС как единую колебательную открытую систему и волновую нелинейную электрическую цепь методами эквивалентных синусоид и гармонической линеаризации параметров ПП[3].

На первом этапе проанализируем режим вынужденных колебаний фрагмента ИС, образованного межсоединением и ПП, интегрированных в общее ЭМ поле. Считаем, что каждая из составляющих ЭМ поля ИС, тока и напряжения в схеме волновой цепи с НЭ представляет собой гармоническую функцию времени. Проведем усреднение характеристик элементов схемы замещения, входящих в топологические и компонентные уравнения математической модели фрагмента, за харак-

терный временной интервал соответствующий первой гармонике тока ПП [3]. Так как в исследуемом частотном диапазоне длительность возмущения ЭМ поля ПП сравнима либо меньше времени передачи сигнала и реакции нелинейной цепи структуры, то геометрические размеры межсоединения соизмеримы или больше длины волны вынужденных колебаний.

На рис.1 приведена эквивалентная схема фрагмента ИС. Фрагмент конструкции ИС с ПП и межсоединением в замещающей схеме характеризуется волновой ветвью, содержащей отрезок эквивалентной линии передачи, длиной l , и электрически управляемый сосредоточенный резистивный НЭ 2, шунтированный двухполюсником, обладающим амплитудно-зависимой отрицательной активной проводимостью по переменному и (или) постоянному току (негатроном), моделирующим участок цепи, отдающий энергию [4].

На рис.1 использованы следующие обозначения: E_1, A_1, A_2, A — ЭДС источника, амплитуды «смешанной» волны напряжения на входе линии [2,3], сосредоточенном НЭ и произвольном ее сечении; $Y_1 = G_1 + jB_1 = G_{н1} + jB_{н1}$, $Y_2 = G_2 + jB_2 = G_{н2} - G_{e2}(A_2) + j[B_{н2} + B_{e2}(A_2)]$ — суммарные комплексные проводимости двухполюсных элементов в сечениях 1-1, 2-2 схемы; $\gamma = \alpha + j\beta$, Y_0, l — постоянная распространения волны, волновая проводимость, геометрическая длина отрезка эквивалентной однородной линии передачи, $Y_{н1} = G_{н1} + jB_{н1}$, $Y_{н2} = G_{н2} + jB_{н2}$, $Y_{e2}(A_2) = G_{e2}(A_2) + jB_{e2}(A_2)$ — входные проводимости первичного источника, нагрузочного резистора и негатрона на концах отрезка длинной линии.

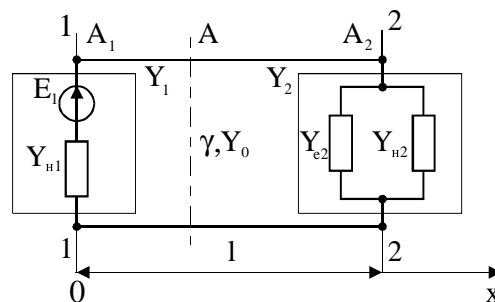


Рис.1. Эквивалентная схема фрагмента ИС

Негатрон характеризует частичную компенсацию потерь энергии ПП и обратную передачу мощности колебаний в нелинейной цепи. Поэтому он является эквивалентным вторичным источником обратной волны с амплитудно-зависимым внутренним сопротивлением. Перечисленные величины составляют систему независимых и зависимых переменных уравнений электрического равновесия модели фрагмента.

Для решения задачи анализа волновой нелинейной цепи полупроводниковой структуры в символьном замкнутом виде полагаем реактивные составляющие проводимости B_{e2} негатрона, конечных нагрузок $B_{н1}$, $B_{н2}$ и частотные производные $dG_{н1}/d\omega$, $dG_{н2}/d\omega$, $dG_{e2}(A_2)/d\omega$, $dB_1/d\omega$, $dB_{н2}/d\omega$, $dB_{e2}/d\omega$ равными нулю, ω — частота колебаний. Внутренняя проводимость источника 1 равна волновой проводимости $G_{н1} = Y_0 = 1/Z_0$ отрезка линии передачи. Двухполюсники характеризуются только частотно-независимой средней активной проводимостью и не являются элементами, накапливающими реактивную мощность. В месте подключения сосредоточенного НЭ амплитуды эквивалентных синусоид тока I_2 и напряжения A_2 в линии связаны граничным условием $I_2(A_2) = A_2[G_{н2} - G_{e2}(A_2)]$. Таким образом, в сечении 2-2 линии выполняются следующие импедансные условия: $G_{н2} > 0$, $G_{e2}(A_2) < 0$, $B_2 = 0$,

$dG_2/d\omega$, $dB_2/d\omega$, $dB_2/dA_2=0$. Циркуляция постоянного и переменного тока в структуре моделируется отрезком однородной линии передачи длины l без распределенных потерь (амплитудная постоянная $\alpha=0$) и дисперсии (см. рис.1). В этом случае, колебательный процесс в цепи, не содержащей сосредоточенные энергоёмкие (реактивные) элементы, обусловлен композицией вдоль соединительного проводника двух встречных потоков энергии одинаковой частоты и постоянной плотности. Другие причины изменения распределения заряда в фрагменте ИС и напряжения в его схеме считаем несущественными в рамках решаемой задачи.

Изменение интенсивности волн, падающих на ПП, приводит к нарушению установившегося режима вынужденных гармонических колебаний в нелинейной цепи интегрированной структуры. Для определения связи амплитуд $A(A_2)$ напряжения используем уравнение однородных линий передачи без потерь [2,3]

$$A(A_2) = A_2 \cos \theta + jI_2(A_2)Z_0 \sin \theta = A_2[\cos \theta + jg_2(A_2) \sin \theta], \quad (1)$$

где $\theta=\beta x$ -электрическая длина отрезка, соответствующая продольной координате x , β -фазовая постоянная распространения волны. Обе составляющие комплексной амплитуды A зависят одновременно от параметров θ, A_2 . Однако вариация суммарной нормированной активной нелинейной проводимости $g_2(A_2)=I_2/Y_0A_2=G_2(A_2)/Y_0=[G_{н2}-G_{e2}(A_2)]/Y_0=g_{н2}-g_{e2}(A_2)$ двухполюсника изменяет только реактивную компоненту величины $A(A_2)$ электрического поля.

Найдем характеристики волновой ветви схемы цепи структуры в точке размещения источника E_1 , являющегося общим элементом эквивалентной схемы всей ИС. Поэтому первоначально наблюдение за распределением потенциала осуществляем в сечениях 1-1 и 2-2 схемы (см. рис.1). Для рассмотрения свойств волновой ветви схемы фрагмента, преобразуем выражение (1). Тогда модуль комплексной амплитуды A_1 «смешанной» волны напряжения на входе эквивалентной линии, длины $\theta=\theta_1$ при координате $x=l$, имеет вид

$$A_1(A_2) = A_2 \{1 + [g_2^2(A_2) - 1] \sin^2 \theta_1\}^{1/2}, \quad (2)$$

а полный фазовый сдвиг ветви с НЭ равен

$$\varphi_{A1}(A_2) = 2\pi n + \theta_1 + \arctg \frac{[g_2(A_2) - 1] \operatorname{tg} \theta_1}{1 + g_2(A_2) \operatorname{tg}^2 \theta_1}, \quad (3)$$

где коэффициент $n=0,1,2,\dots$ соответствует номеру возможной моды колебаний электрического поля межсоединения с ПП. Анализируя формулу (3), отметим наличие коэффициента θ_1 , не зависящего от величины A_2 , который иллюстрирует линейное изменение с координатой l фазы φ_{A1} на угол $\theta_1=\beta l$, обусловленный распространением обратной волны к зажимам 1-1. Он характеризует составляющую отклика ветви с НЭ на внешнее воздействие при перемещении фронта волны напряжения вдоль соединения. Другое слагаемое в формуле (3) фазового угла $\varphi_{A1}(A_2)$ суммируется или вычитается с членом θ_1 в зависимости от величины $\operatorname{tg} \theta_1$ и проводимости $g_2(A_2)$ относительно единицы. Оно моделирует сдвиг фазы напряжения сосредоточенным НЭ ПП. Таким образом, фаза $\varphi_{A1}(A_2)$ определяет положение минимумом и максимумом «смешанной» волны напряжения в линии и усредненную нелинейную реакцию участка цепи ИС во времени.

Для конкретизации исследований изменений в цепи, приводящих к нарушению стационарного режима схемы фрагмента ИС, условий синхронизма и фазировки [4], считаем, что колебательная характеристика ПП и динамическая ВАХ НЭ, управляемого напряжением, заданы уравнением $I_2=A_2[G_{н2}-G_{e02}(1-\nu A_2^2)]$, где G_{e02} – малосигнальная активная составляющая средней проводимости негatronа,

$\nu = \frac{1}{G_{e02}} \frac{\partial G_{e2}}{\partial A_2^2} > 0$ - параметр нелинейности [3]. В диссипативном режиме фраг-

мента разность проводимостей $G_{н2} - G_{e02} \geq 0$ НЭ. Воспользовавшись уравнением (2), записываем в неявной форме амплитудную зависимость $A_2^2 = f(A_1^2)$

$$F(A_1^2, A_2^2) = A_1^2 - A_2^2 [\cos^2 \theta_1 + g_2^2(A_2^2) \sin^2 \theta_1] = 0. \quad (4)$$

Из равенства (4) получаем кубическое уравнение относительно амплитудного параметра x_2 при фиксированных значениях y_1 и θ_1

$$F(x_2, y_1) = (g_{e02}^2 \sin^2 \theta_1) x_2^3 + [2(g_{н2} - g_{e02}) g_{e02} \sin^2 \theta_1] x_2^2 + [(g_{н2} - g_{e02})^2 \sin^2 \theta_1 + \cos^2 \theta_1] x_2 - y_1 = 0; \quad (5)$$

в выражении (5) использованы обозначения нормированной интенсивности $x_2 = \nu A_2^2$, $y_1 = \nu A_1^2$. Функция $F(x_2, y_1)$, стоящая в левой части уравнения (5), при любых нормированных амплитудах x_2 непрерывна и дифференцируема, так как является полиномом. Поэтому вертикальных асимптот она не имеет и определена во всем интервале $0 \leq x_2 \leq 1$. В этой области $F(x_2, y_1)$ непрерывно изменяется и пересекает ось (или касается ее) один раз, если исследуемое уравнение (5) имеет один действительный корень, число которых оценивается по числу перемен знака в ряду коэффициентов уравнения.

Подставляя найденные стационарные значения эквивалентных синусоид A_2 , I_2 , проводимости $g_2(A_2)$ в уравнения (1) - (3) для $\theta_1 = \theta$, рассчитываем мгновенную величину $u(t, \theta, y_1) = A(\theta, y_1) \cos[\omega t + \varphi(\theta, y_1)]$ электрического поля в нелинейной цепи при регулировке параметра $y_1 = \nu A_1^2$, пропорционального потоку мощности, переносимой падающей «бегущей» волной вдоль линии передачи от первичного источника в схеме фрагмента ИС, где $\varphi(\theta, y_1)$ – начальная фаза колебания в точке наблюдения, t – время [3].

Данная модель была реализована в виде программы расчета амплитудных зависимостей схемы фрагмента ИС, состоящей из длинной линии и активного нелинейного двухполюсника. При этом были получены следующие новые результаты.

На рис.2. приведена зависимость квадрата модуля амплитуды $x_2(\theta_1) = \nu A_2^2$, а на рис.3 – фазы $\varphi_1(\theta_1) = \varphi_A(\theta_1) - 2\pi n$ напряжения в точках 1-1 и 2-2 линии для фиксированной интенсивности $y_1 = 0,1$ и коэффициента $n = \text{const}$, двух значениях «малосигнальной» нормированной проводимости $g_{н2} - g_{e02} = 1,8 > 1$ (кривая 1), $g_{н2} - g_{e02} = 0,2 < 1$ (кривая 2) двухполюсника и проводимости нагрузки $g_{н2} = 2$. Графики функций $x_2(\theta_1)$, $\varphi_1(\theta_1)$ представляют волнообразные кривые, расположенные вдоль прямых $x_2 = y_1$, $\varphi_A = \theta_1$ (отмеченных цифрой 3 на рис.2,3 соответственно), максимумы и минимумы которых чередуются.

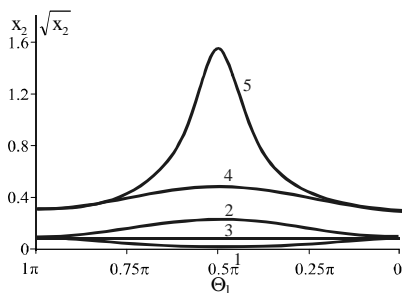


Рис.2. Изменение модуля потенциала вдоль межсоединения

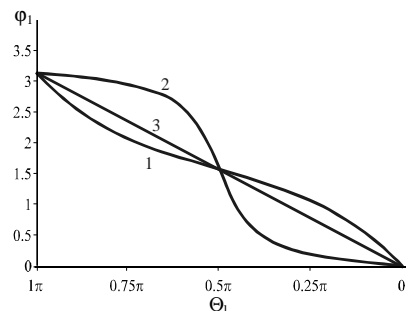


Рис.3. Изменение фазы потенциала вдоль межсоединения

Волновая цепь межсоединения, интегрированного с ПП, является трансформатором напряжения с амплитудно-зависимыми свойствами. Поэтому даже в случае незначительного входного сигнала A_1 и проводимости $g_{н2}-g_{e02}<1$ двухполюсника (эквивалентного режиму «холостого хода» на конце линии) в результате композиции волн реализуется амплитуда A_2 напряжения на сосредоточенном НЭ существенно изменяющая его проводимость $g_2(A_2) \neq g_{н2}-g_{e02}$ и рельеф потенциала электрического поля ИС. Для иллюстрации достоверности и проверки результатов рассмотрены характеристики фрагмента при реализации линейных импедансных условий на его границах и проводимости $g_2 \neq f(A_2)$ двухполюсника не зависящей от амплитуды СВЧ напряжения в конце линии. Например, на рисунке (см. рис.2) приведены зависимости нормированной амплитуды $\sqrt{V} A_2(\theta_1)$ электрического поля в волновой ветви с НЭ (график 4) и линейной цепи с распределенными параметрами (график 5). Кривая 4 соответствует графику 2 (см. рис.3), т.к. они построены при идентичных номиналах элементов схемы фрагмента, что позволяет в явной форме судить о влиянии обратного воздействия полей межсоединений и ПП друг на друга при моделировании ИС. Эти графики совместно демонстрируют амплитудные закономерности и отличия свойств ветвей схем с линейными и НЭ волновой цепи. С другой стороны, зависимости $\sqrt{V} A_2(\theta_1)$, как в случае волновой линейной (график 5), так и сосредоточенной нелинейной (при длине $\theta_1=0$, график 4) цепи подтверждаются данными [2,3].

Полученные аналитические выражения и графики дают тестовые результаты определения взаимосвязи амплитуд электрического поля в различных точках ИС и реакции ПП, необходимые, например, для конструктивного синтеза фрагмента и устранения явления числовой неустойчивости последующего уточняющего машинного расчета [2,3] мгновенных значений переменных уравнений математической модели волновых и колебательных процессов в ИС.

Результаты реализации данной модели показали, что ее можно использовать как в составе САПР активных ИС СВЧ, так и в виде отдельного инструмента позволяющего моделировать интегрированные полупроводниковые структуры микроволнового диапазона ЭМ колебаний.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ферри Д., Эйкерс Л., Гринч Э.* Электроника ультрабольших интегральных схем. – М.: Мир, 1991. – 326 с.
2. *Никольский В.В.* Автоматизированное проектирование устройств СВЧ. – М.: Радио и связь, 1982. – 272 с.
3. *Попов В.П.* Основы теории цепей. – М.: Высшая школа., 1985.– 496 с.
4. *Каганов В.И.* СВЧ полупроводниковые передатчики. – М.: Радио и связь, 1981. – 400 с.

Е.А. Зубков, О.Б. Лебедев

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКИ ПРИ ОЦЕНКЕ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК*

Введение. При приближении технологий производства электроники к нанометровым границам все более остро встает вопрос влияния коммутационных со-

* Работа выполнена при финансовой поддержке программы развития научного потенциала высшей школы РНП.2.1.2.2238.