

Синтез модели полевых транзисторов с барьером Шоттки в диапазоне сверхвысоких частот

В.Н. Лыпкань, Н.А. Васильев, В.Ю. Лобазов, Е.А. Атанов

Военная академия связи им. С.М. Будённого

Аннотация: в данной статье решена задача определения параметров элементов физической эквивалентной схемы полевого транзистора с барьером Шоттки в СВЧ диапазоне методами нелинейного программирования. Решения задачи синтеза осуществляются в два этапа: на основе анализа модели СВЧ транзистора осуществляется расчет его предельных характеристик в диапазоне частот (максимального достижимого коэффициента усиления и минимального коэффициента шума). Формируется целевая функция, характеризующая степень соответствия расчетных и требуемых характеристик и осуществляется ее минимизация методом статического квазиградиента с проектированием. Разработан алгоритм и составлена программа оптимизации характеристик полевого транзистора с барьером Шоттки, которая позволяет уточнить значения элементов его модели, что позволяет ее использовать в широком диапазоне частот. Разработанная программа может быть использована как разработчиками современных СВЧ транзисторов, так и разработчиками усилителей СВЧ на транзисторах.

Ключевые слова: СВЧ, полевой транзистор, синтез, оптимизация, случайный поиск, нелинейное программирование.

1. Введение

Непрерывное совершенствование способов и средств управления, широкое внедрение в практику средств автоматизации и вычислительной техники обусловили значительный рост объема сообщений, передаваемых по линиям связи. В связи с этим резко возросли роль и значимость радиорелейной, тропосферной и спутниковой связи, что вызывает необходимость их постоянного развития и совершенствования. Одним из путей улучшения качества перечисленных линий связи является повышение энергетического потенциала, которое может быть достигнуто увеличением мощности передающих устройств или улучшением чувствительности приемных устройств. В свою очередь чувствительность приемных устройств определяется минимальным значением полезного входного сигнала, при котором на выходе приемника обеспечивается требуемое отношение сигнал-шум для заданного качества функционирования системы связи.

Мощность шума на выходе приемника зависит от мощности внешних и внутренних (собственных) шумов. В диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) мощность внешних помех (атмосферных, промышленных и т.д.) , кроме преднамеренных, достаточно мала по сравнению с внутренними шумами приемника. Поэтому повышение чувствительности достигается снижением собственных шумов приемника за счет использования на его входе линейных мало сигнальных усилителей СВЧ с низким уровнем собственных шумов, называемых малошумящими усилителями (МШУ).

Для проектирования МШУ по заданным качественным показателям необходимо знать свойства применяемых в них элементов. Основные характеристики усилителей в значительной степени определяются параметрами используемых транзисторов.

Для разрешения проблем расчета усилителей, обусловленных перечисленными особенностями, необходимо знать параметры СВЧ-транзисторов, которые могут быть

измерены или рассчитаны по ФЭС.

Несмотря на наличие стандартной аппаратуры для измерения параметров рассеяния транзистора, получение информации о транзисторе в требуемом диапазоне частот и режимов по постоянному току очень трудоемкая работа, которая может быть выполнена только в конкретных дискретных точках (частотах). Поэтому наиболее эффективным является сочетание этих подходов, когда по относительно небольшому объему измеренных параметров рассеяния транзистора с помощью автоматизации на ЭВМ уточняются параметры ФЭС транзистора. Решению этой проблемы и посвящена настоящая конкурсная работа.

Оптимизация характеристик транзисторных усилителей СВЧ

В наиболее общей постановке задача оптимизации транзисторных усилителей СВЧ может быть сформулирована как задача создания усилителя с требуемыми характеристиками.

Указанную задачу можно сформулировать в виде следующей задачи нелинейного программирования: найти вектор варьируемых параметров $\bar{X} = [x_1, x_2, \dots, x_n]$, удовлетворяющий ограничениям вида:

$$\begin{aligned} g_i(\bar{X}) &\leq 0 (i = \overline{1, r}); \\ h_i(\bar{X}) &= 0 (i = r+1, s) \end{aligned} \quad (1)$$

и обеспечивающий минимум функции

$$Q_i(\bar{X}) \Rightarrow \min (i = \overline{1, k}), \bar{X} \in D, \quad (2)$$

где $D = \{\bar{X} \in R_n\}$ – множество допустимых решений.

В пределах множества D выполняются прямые и функциональные ограничения, представленные в виде системы неравенств и равенств. Прямые ограничения на компоненты вектора варьируемых параметров \bar{X} определяются n-мерным интервалом:

$$x_{i \min} \leq x_i \leq x_{i \max} (i = \overline{1, n}). \quad (3)$$

На выходные параметры налагаются два типа ограничений: функциональные и критериальные.

Функциональные ограничения могут включать, например, ограничения на значения коэффициентов стоячей волны на входе и выходе усилителя и коэффициента шума. Эти ограничения задаются в виде неравенств:

$$Q_i(\bar{X}) < Q_{i \text{ зад}}, (i = \overline{k+1, t}), \quad (4)$$

где $Q_{i \text{ зад}}$ – заданные числовые значения.

Если на выходные параметры $Q_i(\bar{X})$ налагаются требования минимизации их в диапазоне частот, эти ограничения имеют смысл частных

критериев оптимальности, называются критериальными и записываются в виде:

$$Q_i(\bar{X}) \Rightarrow \min(i = \bar{t}+1, u), \bar{X} \in D. \quad (5)$$

Задача не является стандартной задачей нелинейного программирования из-за наличия векторного критерия оптимальности; поэтому необходимо свести ее к однокритериальной задаче, для которой возможно численное решение методом нелинейного программирования.

Существуют различные способы сведения исходной многокритериальной задачи к задачам с единым критерием. При формулировке единого скалярного критерия (целевой функции) из совокупности частных необходимо помнить, что изменение вектора варьируемых параметров может привести улучшению одного из критериев и ухудшению других. Например, при оптимизации входного и выходного коэффициентов стоячей волны усилителя, если согласующие цепи являются чисто реактивными, неравномерность коэффициента передачи по мощности в диапазоне частот увеличивается. В то же время для минимизации коэффициента шума и максимизации коэффициента передачи требуются различные значения иммитанса источника сигнала и т. д.

Для перехода от исходной многокритериальной задачи к одному скалярному критерию могут быть использованы наиболее употребимые в инженерной практике методы

Минимаксные (максимильные) критерии:

Наиболее распространенной формой минимаксных критериев служит

$$Q_i(\bar{X}) \leq Q_{i \text{ зад}}, \quad (6)$$

где $Q_{i \text{ зад}}$ – заданные требования к выходным характеристикам усилителя.

В данном случае в качестве скалярного критерия может использоваться функционал

$$Q(\bar{X}) = \min V_i \left| Q_i(\bar{X}) - Q_{i \text{ зад}} \right| \Rightarrow \max, i = \bar{1}, k, \bar{X} \in D \quad (7)$$

или

$$Q(\bar{X}) = \max V_i \left| Q_i(\bar{X}) - Q_{i \text{ зад}} \right| \Rightarrow \min, i = \bar{1}, k, \bar{X} \in D, \quad (8)$$

где множество D задается совокупностью функциональных и прямых ограничений, а разность $\left| Q_i(\bar{X}) - Q_{i \text{ зад}} \right|$ есть «расстояние» между заданной и расчетной характеристиками усилителя. Рассмотрим схему усилителя, представляющего собой каскадное соединение активного элемента как четырехполюсника с входной и выходной согласующими цепями.

Описав согласующие цепи и активный элемент волновыми матрицами передачи $[T_i](i = \bar{1}, s)$, найдем результирующую матрицу усилителя как произведение матриц передачи отдельных каскадов, т. е.

$$\left[T^{(p)} \right] = \prod_{i=1}^s [T_i]. \quad (9)$$

Здесь индекс «(p)» означает «результатирующая».

Амплитудно-частотные характеристики усилителя на заданной частоте $\omega_i (i = \overline{1, m})$ через элементы волновой матрицы передачи определяются следующими выражениями:

$$K_p(\omega_i, \overline{X}) = \frac{1}{\left| T_{11}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) \right|^2}; \quad (10)$$

$$W_1(\omega_i, \overline{X}) = \frac{1 + \left| T_{21}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) / T_{11}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) \right|}{1 - \left| T_{21}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) / T_{11}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) \right|}; \quad (11)$$

$$W_2(\omega_i, \overline{X}) = \frac{1 + \left| T_{12}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) / T_{11}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) \right|}{1 - \left| T_{21}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) / T_{11}^{(p)}(\omega_i, \overline{X}) \right|}, \quad (12)$$

где $K_p(\omega_i, \overline{X})$ – коэффициент передачи по мощности; $W_1(\omega_i, \overline{X})$, $W_2(\omega_i, \overline{X})$ – коэффициенты стоячей волны на входе и выходе усилителя соответственно.

Расчет первичных шумовых параметров активного элемента и пассивных согласующих цепей в системе волновых параметров передачи и коэффициента шума проводится по соотношениям, приведенным в предыдущих главах.

Для оптимизации усилителя необходимо составить целевую функцию. Ее можно сформулировать одним из следующих способов:

$$Q(\overline{X}) = \sum_{i=1}^m V(\omega_i) \left[K_{pp}(\omega_i, \overline{X}) - K_{p3}(\omega_i) \right]^p \Rightarrow \min, \quad (13)$$

чебышевского или максиминного критерий близости и используется совместно с функциональными ограничениями и прямыми ограничениями

$$\omega_i \in E_\omega, \quad i = \overline{1, m}, \quad \overline{X} \in D,$$

где $p = 2, 3, \dots$ – показатель степени;

$$Q(\overline{X}) = \max V(\omega_i) \left| K_{pp}(\omega_i, \overline{X}) - K_{p3}(\omega_i) \right| \Rightarrow \min, \quad (14)$$

$$\omega_i \in E_\omega, \quad i = \overline{1, m}, \quad \overline{X} \in D.$$

В данных выражениях множество D задается совокупностью функциональных

$$\begin{aligned}
W_{1p}(\omega_i, \bar{X}) &\leq W_{13}(\omega_i); \\
W_{2p}(\omega_i, \bar{X}) &\leq W_{23}(\omega_i); \quad \omega_i \in E_{\omega_i} (i = \overline{1, m}), \\
K_{шp}(\omega_i, \bar{X}) &\leq K_{шз}(\omega_i);
\end{aligned} \tag{15}$$

и прямых ограничений.

$$x_{i \min} \leq x_i \leq x_{i \max} (i = \overline{1, n}) \tag{16}$$

$V(\omega_i)$ – весовые коэффициенты, определяющие необходимую точность аппроксимации в отдельных точках диапазона частот $\omega_i \in E_{\omega} (i = \overline{1, m})$; $K_{pp}(\omega_i, \bar{X})$; $K_{pz}(\omega_i)$ – расчетные и заданные (требуемые) значения коэффициента передачи по мощности в диапазоне частот $\omega_i \in E_{\omega} (i = \overline{1, m})$; $W_{1p}(\omega_i, \bar{X})$, $W_{13}(\omega_i)$, $W_{2p}(\omega_i, \bar{X})$, $W_{23}(\omega_i)$ – расчетные и заданные значения КСВН на входе и выходе усилителя в диапазоне частот $\omega_i \in E_{\omega} (i = \overline{1, m})$; $K_{шp}(\omega_i, \bar{X})$; $K_{шз}(\omega_i)$ – расчетные и заданные значения коэффициента шума в диапазоне частот $\omega_i \in E_{\omega} (i = \overline{1, m})$.

Для оптимизации характеристик усилителя, целевая функция которого описывается выражением, целесообразно использовать специальные методы поиска с «овражной» стратегией без вычисления производных. К таким относятся методы Хука – Дживса, Розенброка, а также методы случайного поиска и др.

Достаточно прост и надежен другой способ решения задачи, заключающийся в использовании гладких среднестепенных аппроксимаций максимального критерия. Согласно этому способу выражение приводится к виду

$$Q(\bar{X}) = \max |K_{pp}(\omega_i, \bar{X}) - K_{pz}(\omega_i)|^p \Rightarrow \min, \omega_i \in E_{\omega} (i = \overline{1, m}), \bar{X} \in D. \tag{17}$$

В формуле показано, что при достаточно большом значении p решения задач и будут совпадать. На рисунке 2 представлен график зависимости $K_{pz}(f)$, $K_{pp}(f)$.

Однако независимо от выбранного критерия близости и метода поиска минимума целевой функции особенностью задачи оптимизации характеристик СВЧ является ее многоэкстремальность. Для таких задач роль начальных данных (первого приближения) существенно возрастает, поскольку от их выбора зависит, к какому локальному минимуму мы придем и сколь долго будем идти к нему в процессе оптимизации. По этой причине использование в качестве первого приближения исходных данных, полученных при расчете узкополосных усилителей, будет несомненно способствовать повышению эффективности процесса оптимизации.

Один из способов сокращения времени оптимизации заключается в том, что на этапе анализа исследуется чувствительность характеристик усилителя к изменению параметров его элементов. Затем в качестве варьируемых параметров выбираются те элементы, которые обеспечивают наибольшую чувствительность выходных характеристик усилителя, а остальные параметры фиксируются.

В качестве элементов структурной схемы усилителя используются

индуктивности, емкости, отрезки полосковых линий передачи. Дополнительные трудности решения задачи оптимизации заключаются в том, что ограничения на конструктивные параметры усилителя могут быть очень жесткими. Например, микрополосковая линия может быть реализована, если ее волновое сопротивление лежит в пределах 20...120 Ом. Это обстоятельство и потребовало введения прямых ограничений на пределы изменения варьируемых.

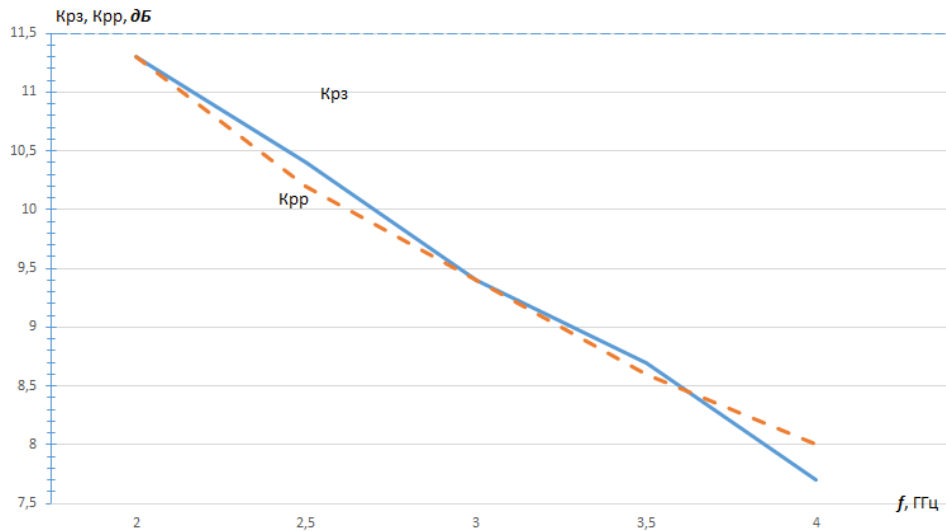


Рисунок 2. График зависимости $K_{pz}(f)$, $K_{pp}(f)$

Для решения задачи оптимизации характеристик транзисторных усилителей СВЧ используются общие методы нелинейного программирования. К ним относятся методы прямого и случайного поиска, градиентные методы. Особенностью градиентных методов является необходимость вычислений на каждом шаге поиска чувствительности выходных характеристик к изменению параметров усилителя. При создании многокаскадных усилителей число параметров велико (обычно $n > 10$), поэтому использование градиентных методов становится малоэффективным ввиду увеличения потерь на поиск.

При решении задач оптимизации сложных многопараметрических систем рекомендуется использовать методы прямого и случайного поиска, в которых направление минимизации определяется только информацией о поведении целевой функции на предыдущем (k -м) и последующем ($(k + 1)$ -м) этапах поиска. Эти методы не требуют регулярности и непрерывности от целевой функции, а также не требуют существования и вычисления производных.

3. Заключение

Для проектирования МШУ по заданным качественным показателям требуется знание усилительных и шумовых параметров активных элементов (транзисторов), которые могут быть измерены экспериментально или получены расчетным путем на основе анализа ФЭС СВЧ-транзистора. Однако, измерение внешних параметров может быть проведено с меньшей погрешностью, чем измерения параметров ФЭС. Поэтому оба способа описания транзистора тесно связаны и дополняют друг друга: по относительно небольшому объему измеренных параметров рассеяния СВЧ-транзистора с помощью автоматизации на ЭВМ уточняются параметры ФЭС.

Полную ФЭС СВЧ ПТШ представляют в виде собственно транзистора (ТМ) и

элементов, отражающих влияние паразитных параметров полупроводниковой пластины и элементов корпуса. Для учета паразитных элементов используется метод поэлементного наращивания.

В основу анализа шумовых свойств активных элементов положен метод эквивалентного источника, суть которого состоит в том, что шумящий элемент заменяется бесшумным, но сохраняющим все его сигнальные свойства, а флотационные свойства приписываются некоторому эквивалентному источнику шума.

Результат действия всех шумовых источников отображается двумя взаимно-коррелированными источниками шумового тока, включенными на входе и выходе ТМТ.

В настоящей работе разработана программа синтеза модели ПТШ, удовлетворяющей заданным требованиям в рабочем диапазоне частот.

Особенностями задачи оптимизации характеристик СВЧ ПТШ являются:

большая размерность;

две выходных характеристики (Кр и Кш);

многоэкстремальность;

наличие ограничений.

Задача оптимизации не является стандартной задачей нелинейного программирования, поэтому необходимо ее свести к однокритериальной задаче, для которой возможно численное решение методами нелинейного программирования.

Для синтеза ФЭС СВЧ ПТШ используется метод случайного поиска, который относится к методам прямого поиска.

Разработана программа определения параметров элементов эквивалентной' схемы СВЧ ПТШ, в которую входят процедуры, реализующие метод случайного поиска.

Представленные в настоящей работе программа может применяться при проектировании новых типов СВЧ ПТ, а также может быть использована разработчиками малощумящих усилителей СВЧ на транзисторах.

Список литературы

1. Лыпкань В.Н., Текшев В.Б. Автоматизированное проектирование малощумящих транзисторных усилителей СВЧ. – С-Петербург: СПВВИУС, 1992. – 230с.
2. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио связь, 1987. – 173с.
3. Петров Г.В., Толстой А.И. Измерение шумовых параметров СВЧ-транзисторов. – Ядерная электроника – М.: Атомиздат, 1980, вып. 11. с. 62-66.
4. Данилин В.Н., Кушниренко А.И., Петров Г.В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.
5. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. – М.: Мир, 1975. – 534 с.
6. Растринин Л.А. Системы экстремального управления. – Наука, 1976. – 272 с.