

Транзисторный смеситель СВЧ с повышенным коэффициентом передачи мощности

Виталий Романюк (Москва)

Приведены результаты проектирования электрической схемы активного смесителя СВЧ миллиметрового диапазона длин волн на полевом транзисторе со структурой НЕМТ. Показано, что коэффициент передачи мощности смесителя в значительной мере зависит от импеданса входной цепи в точках подключения транзистора не только на частоте гетеродина, но и на промежуточной частоте.

ВВЕДЕНИЕ

Важнейшим параметром смесителя является коэффициент передачи мощности $K_P = P_{\text{пр}}/P_C$, где $P_{\text{пр}}$ – мощность промежуточной частоты на выходе смесителя, а P_C – мощность радиосигнала на его входе. В зарубежной литературе этот коэффициент называют «усилением преобразования» (Conversion Gain) для активных и «потери преобразования» (Conversion Loss) для пассивных смесителей. При проектировании смесителей стремятся увеличить K_P при одновременном снижении мощностей, проникающих с входов в другие каналы. Однако с увеличением частоты сигнала создание активных смесителей ($K_P > 0$ дБ) становится затруднительным. В настоящей статье описан метод увеличения K_P смесителя частот миллиметрового диапазона длин волн на полевом транзисторе со структурой НЕМТ.

Колебания частот сигнала и гетеродина могут подводиться к разным выводам транзистора. Например, описан [1] смеситель с подачей радиосиг-

нала на сток транзистора, а сигнала гетеродина – на затвор. В работе [2] представлена схема смесителя, в которой колебания сигнала поступают на затвор, а колебания частоты гетеродина – на сток транзистора. Следует отметить, что смеситель, описанный в [1], – пассивный, а смеситель [2] – относительно низкочастотный.

В настоящей статье описана схема смесителя, подобная приведённой в [1], но активная. Электрическая схема смесителя изображена на рисунке 1. Она была смоделирована в программе Microwave Office. В качестве компьютерной модели НЕМТ-транзистора использована модель YHLAND.

Схема выполнена на элементах с сосредоточенными параметрами, поскольку предназначена для изготовления в виде монокристаллической ИС. Частота сигнала составляет $f_c = 37 \pm 1$ ГГц, частота гетеродина f_r меньше на промежуточную частоту $f_{\text{пр}} = 2$ ГГц. Мощность сигнала $P_C = -10$ дБм, мощность гетеродина $P_r = 8$ дБм. Напряжение питания на стоке установ-

лено равным 3 В, напряжение смещения на затворе подбиралось в процессе моделирования.

Источником колебаний частоты гетеродина является порт 1 типа PORT1, источником колебаний частоты сигнала является порт 2 типа PORTF, генерирующий частоту, превышающую частоту гетеродина на 2 ГГц. Колебания промежуточной частоты снимаются с порта 3. Важнейшими элементами смесителя, определяющими его качество, являются цепи согласования и фильтрации: входная цепь LO и выходная цепь – диплексер (DIPLEXER).

Входная цепь согласует транзистор со стандартным выходным сопротивлением 50 Ом гетеродина LO (Local Oscillator) на его частоте 35 ГГц. Диплексер разделяет колебания частот сигнала 37 ГГц и промежуточной частоты 2 ГГц. Кроме того, он преобразует на частоте сигнала стандартное внутреннее сопротивление 50 Ом источника сигнала в сопротивление на стоке транзистора, обеспечивающее максимальную передачу мощности сигнала к транзистору, и преобразует на промежуточной частоте стандартное сопротивление нагрузки 50 Ом в сопротивление на стоке, при котором генерируется максимальная мощность колебаний промежуточной частоты.

Для получения максимального коэффициента передачи мощности спроектирована схема диплексера и выбрано оптимальное напряжение смещения на затворе транзистора, равное $-1,1$ В. Первый вариант входной цепи смесителя LO был спроектирован для получения максимальной передачи мощности от гетеродина к транзистору, а импеданс входной цепи (со стороны транзистора) при её нагрузке на сопротивление 50 Ом был равен комплексно-сопряжённой величине входного сопротивления транзистора на частоте гетеродина. К сожалению, при таком варианте исполнения входной цепи LO коэффициент передачи мощности смесителя оказался невелик.

Коэффициент передачи мощности смесителя можно существенно повысить, если использовать обратную связь по напряжению, в результате ко-

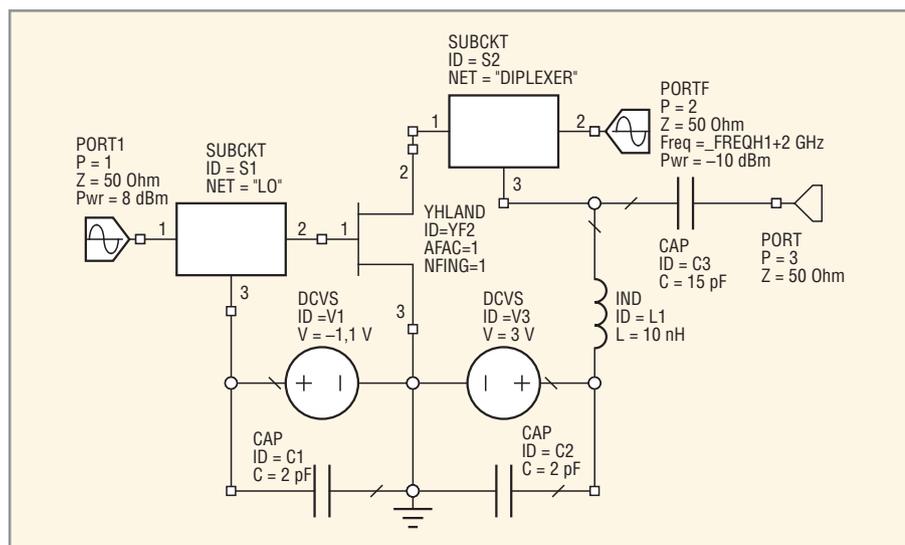


Рис. 1. Электрическая схема смесителя

торой напряжение промежуточной частоты со стока передаётся на затвор транзистора. Напряжение промежуточной частоты усиливается транзистором, и создаётся добавочный ток стока частоты f_{np} , который суммируется с током стока, обусловленным смещением частот f_c и f_r . В результате увеличивается мощность промежуточной частоты на выходе смесителя. Таким образом, необходимо спроектировать входную цепь смесителя таким образом, чтобы добавочный ток стока совпадал по фазе с первичным током стока, созданным благодаря перемножению напряжений сигнала и гетеродина.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВХОДНОЙ ЦЕПИ СМЕСИТЕЛЯ

Итак, входную цепь смесителя необходимо спроектировать таким образом, чтобы её импеданс на электродах транзистора удовлетворял двум требованиям:

- на частоте гетеродина был равен комплексно-сопряжённому значению входного импеданса транзистора;

- на промежуточной частоте имел оптимальное значение $Z_{вх}$, при котором добавочный ток стока промежуточной частоты совпадает по фазе с первичным током.

Получим соотношения, относящиеся к электромагнитным колебаниям промежуточной частоты f_{np} , по которым можно ориентировочно рассчитать $Z_{вх}$. Зададим параметры, подобные вводимым при анализе автогенераторов [3]:

K_{oc} – коэффициент обратной связи по напряжению:

$$K_{oc} = \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_{ct}}, \quad (1)$$

\dot{S} – крутизна транзистора по промежуточной частоте ($\dot{S} = S e^{j\phi_s}$):

$$\dot{S} = \frac{I''}{\dot{U}_3}, \quad (2)$$

\dot{Z}_H – импеданс нагрузки ($\dot{Z}_H = Z_H e^{j\phi_H}$):

$$\dot{Z}_H = \frac{\dot{U}_{ct}}{I}, \quad (3)$$

где \dot{U}_3 – комплексная амплитуда напряжения затвор-исток, \dot{U}_{ct} – комплексная амплитуда напряжения сток-ис-

ток, I'' – амплитуда тока стока, обусловленная усилением напряжения промежуточной частоты на затворе транзистора, I – суммарная амплитуда тока стока.

$$I = I' + I'', \quad (4)$$

I' – амплитуда тока стока, обусловленная эффектом смещения частоты сигнала с частотой гетеродина, т.е. перемножением соответствующих напряжений. Положим, что начальная фаза колебаний промежуточной частоты тока стока амплитуды I равна 0 и обе составляющие тока являются синфазными.

Объединив выражения (1)–(4), получим:

$$\dot{S} K_{oc} \dot{Z}_H = \frac{I''}{I},$$

отсюда $S K_{oc} Z_H = \frac{I''}{I}$,

$$\phi_s + \phi_{oc} + \phi_H = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (5)$$

Фазу коэффициента обратной связи ϕ_{oc} можно найти из (5). Предварительно следует определить фазы крутизны ϕ_s и сопротивления нагрузки ϕ_H ,

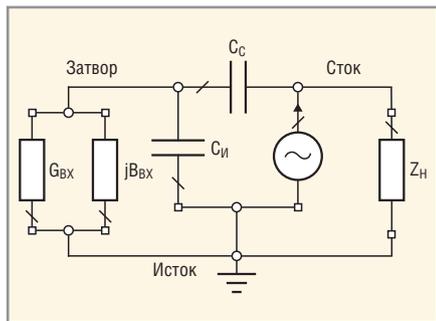


Рис. 2. Эквивалентная схема смесителя

моделируя схему смесителя. Модуль коэффициента обратной связи K_{oc} можно для оценочного расчёта установить в пределах 0,1...0,5. Мгновенное напряжение на затворе не должно опускаться ниже отрицательного допустимого значения $u_{доп}$ и превышать 0. Мгновенное напряжение на стоке должно находиться в пределах от 0 до максимально допустимого u_{max} .

Связь коэффициента обратной связи с импедансом (адмитансом) входной цепи

Для получения указанной связи составим выражение для K_{oc} , используя эквивалентную схему смесителя, приведённую на рисунке 2. Здесь транзистор изображён в виде эквивалентной схемы, содержащей ёмкость затвор-исток $C_{и}$, ёмкость затвор-сток $C_{к}$ и гене-

ратор переменного тока стока. Для простоты не учтены индуктивности выводов и потери мощности в канале транзистора. Выходная цепь смесителя представлена её входным импедансом $Z_{н}$, входная цепь – действительной G_{Bx} и мнимой jB_{Bx} составляющими её адмитанса Y_{Bx} .

Из соотношения (1) и рисунка 2 следует, что

$$K_{oc} = \frac{Z'_{Bx}}{Z'_{Bx} + 1/j\omega C_c},$$

где

$$Z'_{Bx} = \frac{1}{Y_{Bx} + j\omega C_{и}}$$

После несложных преобразований получим соотношения для модуля и фазы коэффициента обратной связи:

$$K_{oc} = \frac{\omega C_c}{\sqrt{G_{Bx}^2 + (B_{Bx} + \omega C_k)^2}}, \quad (6)$$

$$\phi_{oc} = \frac{\pi}{2}(4n + 1) -$$

$$-\arctg \frac{B_{Bx} + \omega C_k}{G_{Bx}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (7)$$

где $C_k = C_{и} + C_c$ – суммарная ёмкость канала транзистора. Соотношения (5)–(7) дают возможность рассчитать действительную и мнимую составляющие адмитанса входной це-

пи. Для этого необходимо знать следующие параметры смесителя: ϕ_s, ϕ_n, C_k, C_c .

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЁТА

Моделирование смесителя в программе Microwave Office дало следующие результаты: $\phi_s = -35^\circ, \phi_n = -120^\circ$. Кроме того, известны параметры транзистора: ёмкость канала $C_k = 0,45$ пФ, ёмкость затвор-сток $C_c = 0,15$ пФ, допустимое отрицательное напряжение на затворе $u_{доп} = -4$ В, максимально допустимое напряжение на стоке $u_{max} = 7$ В.

В результате получены следующие ориентировочные значения действительной и мнимой составляющей адмитанса входной цепи Y_{Bx} на промежуточной частоте $G_{Bx} = 2,6 \times 10^{-3}$ Сим, $B_{Bx} = 8,2 \times 10^{-3}$ Сим. Учитывая, что импеданс $Z_{Bx} = R_{Bx} + jX_{Bx} = 1/Y_{Bx}$, запишем $R_{Bx} = 35$ Ом, $X_{Bx} = 110$ Ом. Полученные значения составляющих адмитанса или импеданса позволяют спроектировать входную цепь смесителя.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Были рассмотрены два варианта входной цепи смесителя LO. В первом варианте (LO1) получено полное согласование гетеродина с тран-

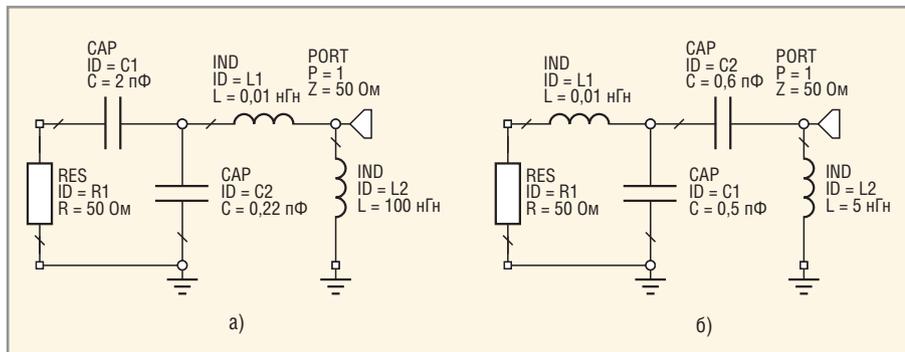


Рис. 3. Варианты входной цепи смесителя частот а) входная цепь LO1, б) входная цепь LO2

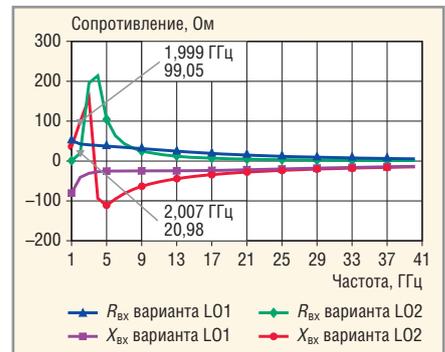


Рис. 4. Зависимость от частоты составляющих импеданса входной цепи смесителя

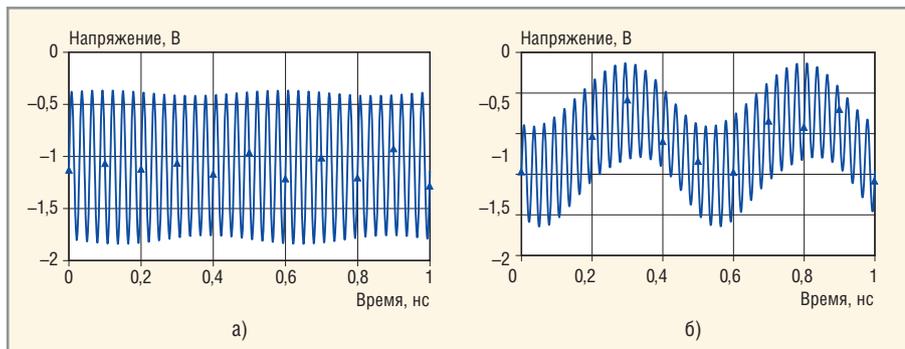


Рис. 5. Напряжение на затворе транзистора а) входная цепь LO1, б) входная цепь LO2

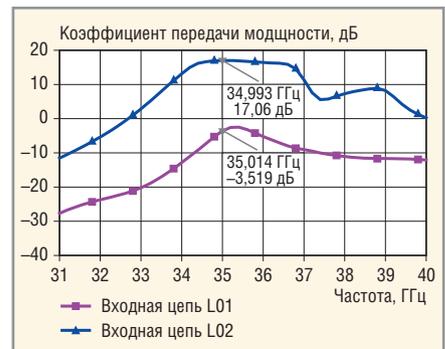


Рис. 6. Зависимость коэффициента передачи мощности смесителя от частоты гетеродина



Рис. 7. Зависимость коэффициента передачи мощности смесителя K_p от мощности гетеродина

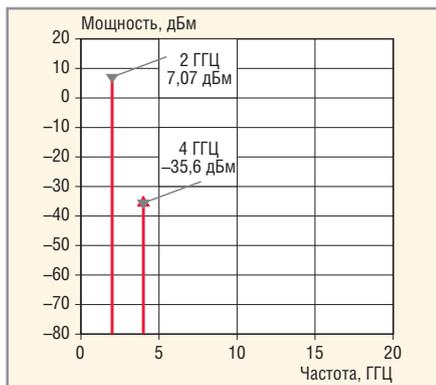


Рис. 8. Выходной спектр смесителя

зистором на частоте 35 ГГц, но без учёта того, каким получился импеданс транзистора на промежуточной частоте 2 ГГц. Во втором варианте (LO2), помимо согласования на частоте гетеродина, была учтена необходимость получения на промежуточной частоте рассчитанных значений $G_{вх}$ и $B_{вх}$. Электрические схемы обоих вариантов приведены на рисунке 3.

Источник колебаний частоты гетеродина представлен сопротивлением R1, порт P1 соединён с затвором транзистора. В варианте LO1 ёмкость C1 – разделительная, блокировочная индуктивность L2 предназначена для подведения к затвору транзистора постоянного напряжения смещения.

Для обоих вариантов входной согласующей цепи были рассчитаны зависимости действительной и мнимой составляющих импеданса со стороны транзистора от частоты $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$ (см. рис. 4). Видно, что на частоте гетеродина 35 ГГц импедансы обоих вариантов примерно одинаковы, однако на промежуточной частоте 2 ГГц имеется существенная разница: в варианте LO1 мнимая составляющая импеданса $X_{вх}$ носит емкостной характер, а в варианте LO2 – индуктивный. Значения $R_{вх} = 21$ Ом и $X_{вх} = 99$ Ом близки к полученным при аналитическом расчёте.

На рисунке 5 показаны зависимости мгновенного напряжения на затво-

ре транзистора в смесителе для двух вариантов входной цепи при частоте гетеродина 35 ГГц. Видно, что при втором варианте входной цепи (LO2) в напряжении на затворе появилась значительная составляющая промежуточной частоты 2 ГГц.

Результаты расчёта амплитудно-частотной характеристики смесителя при использовании двух вариантов входной цепи представлены на рисунке 6. Видно, что использование предложенного метода привело к увеличению коэффициента передачи мощности смесителя K_p на 20 дБ.

Расчёт амплитудной характеристики смесителя с входной цепью LO2 на частоте гетеродина 35 ГГц показал диапазон мощностей гетеродина, соответствующих наибольшему K_p (см. рис. 7), где оптимальной мощностью гетеродина является 5...11 дБм.

На рисунке 8 показан выходной спектр смесителя при частоте гетеродина 35 ГГц, мощности гетеродина 8 дБм и мощности сигнала –10 дБм. Видно, что на выходе смесителя имеются колебания промежуточной частоты и ослабленная приблизительно на 40 дБ её вторая гармоника.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате компьютерного моделирования и аналитических расчётов спроектирована электрическая схема транзисторного смесителя частот миллиметрового диапазона длин волн, в которой колебания частоты сигнала подводятся к стоку транзистора, а частоты гетеродина – к его затвору. Показано, что основным параметр смесителя – коэффициент передачи мощности – в значительной мере зависит от построения входной цепи: помимо согласования гетеродина с транзистором, она должна обеспечить необходимую обратную связь по напряжению промежуточной частоты. Спроектированный смеситель отличается высоким коэффициентом передачи и чистым выходным спектром.

ЛИТЕРАТУРА

1. Описание программы Microwave Office. Examples, FET Mixer.
2. Hewlett Packard Application Note G005. Active GaAS FET Mixers Using the ATF-10136, ATF-13736, ATF-13484.
3. *Нейман М.С.* Курс радиопередающих устройств. Советское Радио, 1965.