

58

РАДИОТЕХНИКА

1981

т. 36, № 4

В режиме, который описан в [2], проводимости транзистора образуются восстанавливаемыми нитями пробоя эмиттерного и коллекторного переходов, представляющих собой неоднородную структуру переменной толщины. Нити [4, 5] пробоя (рис. 5а, б, с, х, у, з) определяются коллекторным током. Вначале пробивается эмиттерный переход по путям *am*, *bn*, *cp*. Этот путь пробоя служит поджигающим электродом для коллекторного тока. Нити *m*, *n*, *p* образуются только в момент пробоя. При подключении внешнего импеданса C_3 они существуют постоянно. Вторая, возможно основная, роль C_3 заключается в том, что она позволяет сохранить неизменным режим работы эмиттерного перехода.

Образованная система нитей имеет свою резонансную частоту, которая проявляется в виде высокочастотной насадки на импульсах, изображенных на рис. 2, 3. Электроны в момент прохождения фронта импульса через коллекторный переход образуют сгусток (разрежение), который движется по нити со скоростью свободных электронов. Если число нитей велико и имеются связи между ними, средняя длина пути увеличивается и отдалается момент прихода импульса к эмиттеру.

Во втором исследованном режиме нет постоянно существующих нитей. В момент пробоя происходит разряд накопленных зарядов по нитям проводимости *хп*, *ул*, *зр* (см. рис. 5).

Эмиттерный переход остается закрытым. Он управляет количеством зарядов, входящих из-за наличия диффузии на коллекторный переход. Как только плотность электронов на коллекторном переходе достигает критической величины, происходит разряд. Нити, по которым течет ток пробоя, сохраняются неизменными до величины скважности 10^4 . При увеличении ее разрядный ток проходит по случайно образованным нитям.

В статье сделана попытка объяснить полученные экспериментальные данные. Транзистор в исследуемых режимах обладает свойствами, столь резко отличающимися от обычных, что требуется некоторое время для приобретения навыков работы с ним. Однако возможности использования управляемой задержки разнообразны и перспективны, и на них следует обратить внимание. Объяснение наблюдаемых эффектов, по-видимому, потребует глубокого проникновения в физику работы полупроводниковых приборов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 370703 (СССР). Частотно-модулированный генератор/Паук А. Г.
2. Паук А. Г. Труды НИИР, 1976, № 2.
3. А. с. № 465711 (СССР). Перестраиваемый фильтр/Паук А. Г.
4. Кэррол Дж. СВЧ генераторы на горячих электронах. М.: Мир. 1972.
5. Пауль Р. Транзисторы, физические основы и свойства. М.: Сов. радио, 1973.

Сообщение поступило 23 июня 1980 г.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

УДК 621.391.14

А. П. ТРИФОНОВ, В. К. БУТЕЙКО

ВЫБОР ЧИСЛА КАНАЛОВ ПРИ ОЦЕНКЕ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА НА ФОНЕ ПОМЕХ

Оптимальное (по методу максимального правдоподобия) измерительное устройство по принятой реализации суммы сигнала и помехи образует выходной эффект, пропорциональный функционалу отношения правдоподобия или его логарифму [1]. При этом предполагается, что значения выходного эффекта формируются на всем априорном интервале L определения оцениваемого параметра l . В результате можно найти положение абсолютного максимума логарифма функционала отношения правдоподобия l_m , являющееся оценкой. Однако создать оптимальный приемник с непрерывным изменением неизвестного параметра удается очень редко. В большинстве случаев приходится прибегать к многоканальной схеме с дискретными значениями неизвестного параметра [1, 2].

В этом случае приемник вырабатывает отсчеты логарифма функционала отношения правдоподобия $M(l)$ в v равноотстоящих точках l_i априорного интервала L . Предполагаем, что $v=2N+1$, $i=-N, N$, $l_i=i\Delta$, где $\Delta=l_i-l_{i-1}$ — расстояние между двумя соседними каналами. В качестве оценки при этом принимается значение l_k , соответствующее каналу с наибольшим выходным напряжением. Выбор необходимого числа каналов приемника рассматривался в [1, 2]. При этом предполагалось, что

оптимальная оценка (в приемнике с непрерывным изменением неизвестного параметра) подчиняется гауссовскому распределению. Однако существует большой класс сигналов и неизвестных параметров, для которых это предположение не выполняется [3-8]. В этом случае формула для необходимого числа каналов, полученная в [2], не применима.

Тем не менее, следуя [1, 2], можно получить выражения для смещения и рассеяния оценки в многоканальном приемнике, если оценка максимального правдоподобия подчиняется некоторому распределению $F(x)$, вообще-то говоря, отличному от гауссовского. Действительно, в предположениях [1, 2] для безусловного смещения (систематической ошибки) оценки имеем

$$b_v = \sum_{k=-N}^N k \left[\int_{k\Delta}^{(k+1)\Delta} F(x) dx - \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} F(x) dx \right],$$

а безусловное рассеяние (среднеквадратичную ошибку) оценки можем записать как

$$V_v = \Delta \sum_{k=-N}^N k^2 \left[\int_{k\Delta}^{(k+1)\Delta} F(x) dx - \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} F(x) dx \right].$$

Если распределение оценки максимального правдоподобия симметрично, т. е. $F(x) = 1 - F(-x)$, то оценка в многоканальном приемнике несмещенная: $b_v = 0$ и обладает

$$V_v = 2\Delta \sum_{k=1}^N k^2 \int_0^{\Delta} [F(x + k\Delta) - F(x + (k-1)\Delta)] dx. \quad (1)$$

Эта формула существенно упрощается в условиях высокой апостериорной точности оценки максимального правдоподобия, когда ошибки дискретизации сравнимы с потенциальными, обусловленными действием помехи. Обозначим через σ_0^2 дисперсию оценки максимального правдоподобия. Тогда при $\Delta \gg \sigma_0$ ($\Delta \gg 2 \div 3\sigma_0$) можно в сумме (1) ограничиться первым слагаемым. Полагая в условиях высокой апостериорной точности $F(x + \Delta) \approx 1$ и распространяя в первом слагаемом (1) верхний предел интегрирования до бесконечности, находим

$$V_v \approx 2\Delta \int_0^{\infty} [1 - F(x)] dx. \quad (2)$$

Подставляя в (1), (2) гауссовское распределение оценки максимального правдоподобия, получим известный результат [1, 2].

Обозначим далее $\chi = V_v / \sigma_0^2$ — проигрыш в точности оценки за счет дискретизации. Тогда необходимое расстояние между каналами определяется выражением

$$\Delta = \sigma_0^2 \chi / \left(2 \int_0^{\infty} [1 - F(x)] dx \right), \quad (3)$$

а требуемое число каналов равно

$$v = 2L \int_0^{\infty} [1 - F(x)] dx / (\sigma_0^2 \chi) + 1. \quad (4)$$

Итак, ф-лы (3), (4) позволяют по заданному проигрышу в точности оценки χ определить необходимую величину дискретности Δ параметра l и требуемое число каналов v .

Для иллюстрации полученных общих формул рассмотрим несколько конкретных примеров.

1. Оценка центральной частоты l радиосигнала с ограниченной полосой частот F на фоне белого шума. В этом случае сигнальная функция (функция неопределенности) недифференцируема и, следовательно, распределение оценки максимального правдоподобия является негауссовским [3, 8]. Аналогично [3, 4] распределение ошибки оценки максимального правдоподобия $\eta = l_m - l_0$ при больших отношениях сигнал/шум z и $\eta \gg 0$ получаем в виде

$$F(\eta) = F_+(\eta) = 1 - z \int_0^{\infty} (1 - \exp(-\xi z)) \left[\Phi \left(\xi \sqrt{\frac{2F}{\eta}} + z \sqrt{\frac{\eta}{2F}} \right) - 1 + \Phi \left(\xi \sqrt{\frac{2F}{\eta}} - z \sqrt{\frac{\eta}{2F}} \right) \exp(-\xi z) \right] d\xi, \quad (5)$$

а при $\eta < 0$, $F(\eta) = 1 - F_+(-\eta)$. Здесь $\Phi(\cdot)$ — интеграл вероятности [11]. Дисперсия оценки максимального правдоподобия согласно [8] определяется выражением

$$\sigma_0^2 = 13F^2/(2z^4). \quad (6)$$

В (5), (6) обозначено $z^2 = 2E/N_0$, где E — энергия сигнала, а N_0 — односторонняя спектральная плотность белого шума. Подставляя (5), (6) в (3), (4) и выполняя интегрирование, находим

$$\Delta = 13\chi F/(3z^2), \quad \nu = 1 + 3z^2 L/(13\chi F). \quad (7)$$

Требуемое число каналов согласно (7) пропорционально отношению сигнал/шум по мощности z^2 . В то же время при приеме сигнала с дифференцируемой сигнальной функцией, когда распределение оценки максимального правдоподобия является гауссовским, требуемое число каналов пропорционально отношению сигнал/шум по напряжению [1, 2].

2. Оценка центральной частоты полосового гауссовского случайного процесса на фоне белого шума. Считаем, что спектр мощности сигнала имеет вид

$$S(f) = \begin{cases} N_S, & |f - l_0| \leq F/2; \\ 0, & |f - l_0| > F/2. \end{cases}$$

Согласно [7] распределение оценки максимального правдоподобия опять можно записать в виде (5), если в этой формуле z заменить на $2q(1+q)\sqrt{TF(2+2q+q^2)^{-1}}$, а вместо F подставить $2F(1+q^2)(2+2q+q^2)^{-1}$. Дисперсия оценки максимального правдоподобия центральной частоты полосового случайного сигнала определяется выражением [8] $\sigma_0^2 = 13(2+2q+q^2)^2/(8T^2q^4)$, так что в рассматриваемом случае

$$\Delta = \frac{13\chi(2+2q+q^2)}{6Tq^2}, \quad \nu = 1 + \frac{6Tq^2L}{13\chi(2+2q+q^2)}. \quad (8)$$

В этих формулах T — время наблюдения, а $q = N_S/N_0$ — отношение спектральных плотностей сигнала и помехи. Согласно (8) требуемое число каналов растет с увеличением времени наблюдения T и отношения q . В частности, при $q \rightarrow \infty$, т. е. в отсутствие помехи, из (8) имеем $\nu = 1 + 6TL/(13\chi)$ и требуемое число каналов максимально.

В обоих рассмотренных примерах многоканальный приемник представляет набор ν фильтров с прямоугольными амплитудно-частотными характеристиками, на выходах которых включены квадратичные детекторы. Полоса пропускания этих фильтров равна F , а их центральные частоты расстроены на величину $\Delta \leq F$. При приеме радиосигнала Δ определяется из (7), а при приеме случайного сигнала — из (8).

3. Оценка длительности прямоугольного импульса на фоне белого шума. В этом случае распределение оценки максимального правдоподобия опять имеет вид, аналогичный (5), а дисперсия оценки максимального правдоподобия определяется выражением [6] $\sigma_0^2 = 13N_0^2/2A^4$, где A — амплитуда импульса. Необходимое расстояние между каналами и требуемое число каналов равны соответственно: $\Delta = 26\chi N_0/(3A^2)$; $\nu = 1 + 3A^2L/(26N_0\chi)$.

В заключение отметим, что полученные выражения можно использовать и тогда, когда фильтры (корреляторы) в каналах измерителя отличаются от оптимальных. Для этого достаточно z_0^2 и $F(x)$ во всех формулах заменить на дисперсию и распределение неоптимальной оценки, полученные при непрерывном изменении оцениваемого параметра в неоптимальном фильтре (корреляторе).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978.
- Куликов Е. И. Радиотехника и электроника, 1962, т. VII, № 7.
- Трифонов А. П. Известия АН СССР, серия Техническая кибернетика, 1978, № 4.
- Терентьев А. С. Радиотехника и электроника, 1968, т. XIII, № 4.
- Ибрагимов И. А., Хасьминский Р. З. Проблемы передачи информации, 1975, т. 11, № 3.
- Трифонов А. П. Радиотехника и электроника, 1977, т. XXII, № 1.
- Трифонов А. П. Радиотехника и электроника, 1980, т. XXV, № 4.
- Трифонов А. П. Радиотехника и электроника, 1979, т. XXIV, № 11.

Сообщение поступило 18 июля 1980 г.