

А. П. ДЯТЛОВ, Ю. Ф. ЕВДОКИМОВ  
(Таганрог)

### К ВОПРОСУ О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МУЛЬТИПЛИКАЦИОННЫХ КОРРЕЛЯТОРОВ

В настоящее время имеется большое количество работ, например [1, 2], посвященных исследованию помехоустойчивости мультипликационных корреляторов. Предмет исследования в них — рабочие характеристики обнаружения или зависимость между отношениями сигнал/шум на входе и выходе коррелятора.

В инженерной практике, кроме указанных характеристик, необходимо определять чувствительность корреляторов. Данная статья и посвящается расчету чувствительности мультипликационных корреляторов (без предварительных усилителей).

Предельная чувствительность  $P$  приемных устройств определяется известным соотношением:

$$P = kTN\Delta f_{\alpha}, \quad (1)$$

где  $kT = 4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц;  $\Delta f_{\alpha}$  — эквивалентная шумовая полоса пропускания приемника;  $N$  — коэффициент шума. Проводя аналогию между гетеродинными приемниками и мультипликационными корреляторами, чувствительность последних можно определять, пользуясь формулой (1). При этом коэффициент шума коррелятора равен

$$N = N_{\Pi} + \frac{N_{\text{и}} - 1}{K_{\text{рп}}}, \quad (2)$$

где  $N_{\Pi}$  — коэффициент шума перемножителя;  $N_{\text{и}}$  — коэффициент шума интегратора;  $K_{\text{рп}}$  — коэффициент передачи перемножителя по мощности.

Широкое применение в корреляторах находят перемножители, выполненные на полупроводниковых диодах [1]. В области низких частот уровень шумов на выходе диодных перемножителей определяется фликкерным шумом, который имеет существенную интенсивность на частотах до нескольких сотен килогерц. Спектральная плотность фликкерного шума на выходе диодного перемножителя  $S_{\alpha}(F)$  определяется следующим выражением [3]:

$$S_{\alpha}(F) = L/F, \quad (3)$$

где  $F$  — текущая частота;  $L = 10^{-7} \div 10^{-10}$  Вт — постоянная, определяющая интенсивность шума для конкретного диода. С учетом формул (1) и (3) получим величину коэффициента шума перемножителя

$$N_{\Pi} = \frac{S_{\alpha}(F)}{kT} = \frac{L}{kTF}. \quad (4)$$

Из этой формулы следует, что на частоте 10 Гц коэффициент шума перемножителя имеет величину  $10^9 - 10^{12}$ . На частотах более нескольких мегагерц собственный шум перемножителя имеет постоянную интенсивность за счет дробового эффекта, не зависящую от частоты [3]. При этом шумы перемножителя существенно уменьшаются и  $N_{\Pi}$  составляет порядка нескольких десятков\* [4].

Коэффициент передачи перемножителя  $K_{\text{рп}}$  в широком динамическом диапазоне при выполнении условия  $P_c \leq P_r < P_{\text{доп}}$  можно выразить так [5]:

$$K_{\text{рп}} \approx AP_r, \quad (5)$$

где  $P_c$ ,  $P_r$  — мощности сигналов в каналах коррелятора. Большой по уровню сигнал  $P_r$  можно назвать гетеродинным. При этом  $P_c = P_r B$ , где  $B \leq 1$ . Для диодных перемножителей [4, 5]  $P_{\text{доп}} \approx 1$  мВт, и при этом  $K_{\text{рп}} \approx 0,1$ ; следовательно,  $A \approx 10^2$  1/Вт.

В качестве интеграторов в корреляторах используются усилители постоянного тока либо промежуточной частоты. Коэффициент шума таких интеграторов  $N_{\text{и}}$  составляет около двух [6].

\* Расхождение величины указанного коэффициента шума с величиной фликкерного шума, подсчитанного по формуле (4), возникает, очевидно, из-за неудовлетворительного совпадения теории, объясняющей природу фликкер-шума, и эксперимента и появляющейся вследствие этого аномальной погрешности результатов, полученных из формулы (3).

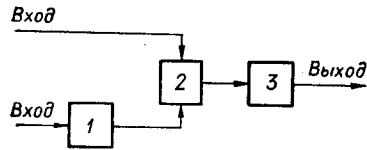


Рис. 1. Структурная схема коррелятора без сдвига частоты: 1 — линия задержки; 2 — перемножитель; 3 — интегратор.

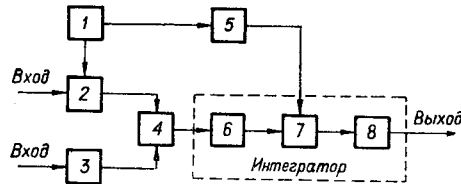


Рис. 2. Структурная схема коррелятора со сдвигом частоты: 1 — генератор; 2 — смеситель; 3 — линия задержки; 4 — перемножитель; 5 — юстировочный фазовращатель; 6 — усилитель; 7 — синхронный детектор; 8 — фильтр.

В настоящее время распространены мультипликационные корреляторы двух типов: по классической схеме (рис. 1) и со сдвигом частоты (рис. 2). Из соотношений (1) и (2) с учетом (3), (4) и (5) следует, что чувствительность корреляторов по классической схеме и со сдвигом частоты определяется соответственно из следующих выражений:

$$P = \frac{L}{F} \Delta f_s + kT \Delta f_s \frac{N_n - 1}{AP_r}; \quad (6)$$

$$P_c P_r = kT \Delta f_s \frac{N_n - 1}{A}. \quad (7)$$

Следует иметь в виду, что соотношение (6) справедливо при идеальном перемножителе в корреляторе по классической схеме, а соотношение (7) — при выполнении условия

$$f_{сд} > \Delta F,$$

где  $f_{сд}$  — частота сдвига;  $\Delta F$  — входная полоса пропускания. Подставляя в формулу (7) типовые значения параметров перемножителя и интегратора, получим простые и наглядные выражения (удобные в инженерной практике) для чувствительности коррелятора со сдвигом частоты для равных ( $P_c = P_r$ ) и неравных ( $P_c = P_r B$ ) сигналов в каналах:

$$P \approx 6 \cdot 10^{-12} \sqrt{\frac{\Delta f_s}{B}}. \quad (8)$$

Из соотношения (6) с учетом (8) следует, что чувствительность коррелятора по классической схеме определяется фликкерным шумом перемножителя и составляет

$$P \approx \frac{10^{-7} \div 10^{-10}}{F} \Delta f_s. \quad (8a)$$

Сравнение чувствительности корреляторов двух типов показывает, что чувствительность коррелятора со сдвигом частоты (при  $B \geq 0,1$ ) на несколько порядков больше, чем у коррелятора по классической схеме.

Величина эквивалентной шумовой полосы пропускания  $\Delta f_s$  зависит от ширины входной  $\Delta F$  и выходной  $\Delta f$  полос пропускания. В случае, если  $\Delta F \ll \Delta f$ , то  $\Delta f_s \approx \Delta f$ .

В заключение произведем сравнение чувствительности мультипликационных корреляторов и приемников прямого усиления (без предварительного усиления), для которых справедливо соотношение [5]

$$P = \frac{\sqrt{4kT\Delta f_s}}{M}, \quad (9)$$

где  $M$  — добротность детектора ( $M = 30 \div 100$ ). После численных преобразований

$$P \approx (2 \div 6) 10^{-12} \sqrt{\Delta f_s}. \quad (9a)$$

Сравнение полученных результатов (8) и (9a) показывает, что чувствительность коррелятора со сдвигом частоты примерно равна чувствительности приемника прямого усиления.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. Ланге. Корреляционная электроника. Л., Судпромгиз, 1963.
2. Г. И. Тузов. Выделение и обработка информации в доплеровских системах. М., «Советское радио», 1967.
3. А. Н. Малахов. Флуктуации в автоколебательных системах. М., «Наука», 1968.

4. Н. С. Крейнгель. Шумовые параметры радиоприемных устройств. Л., «Энергия», 1969.
5. Кристаллические детекторы, т. II. Перевод с англ. под ред. Е. А. Пумпера. М., «Советское радио», 1950.
6. Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах. Под ред. Р. А. Валитова и А. А. Куликовского. М., «Советское радио», 1968.

Поступило в редакцию  
23 декабря 1971 г.

УДК 621.317.725

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, В. И. СОЛОНЕНКО  
(Новосибирск)

### ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

В ряде задач автоматизации научно-технического эксперимента возникает необходимость в цифровом управлении отклонением электронного луча. В зависимости от типа отклоняющей системы — магнитного или электростатического — для этой цели приходится использовать цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) соответственно с мощным токовым выходом\* или с высоким выходным напряжением.

Обычно для отклонения луча в трубках с электростатическим отклонением используются ламповые усилители типа применяемых в осциллографах. Однако они сложны, обладают низкой точностью, требуют высоких питающих напряжений и трудно стыкуются с ЦАП.

Ниже обосновывается блок-схема и описываются наиболее интересные узлы высоковольтного ЦАП, содержащего высоковольтные ключи и резисторы, либо с помощью в диссекторе типа ЛИ-602.

Управляющее напряжение может прикладываться либо к одной отклоняющей пластине (вторая при этом заземляется), либо к двум в противофазе. Второй вариант предпочтительнее, так как позволяет избежать расфокусировки луча, а также обойтись вдвое меньшим размахом отклоняющего напряжения по сравнению с первым вариантом.

Высокое отклоняющее напряжение может получиться либо с помощью высоковольтного ЦАП, содержащего высоковольтные ключи и резисторы, либо с помощью низковольтного ЦАП и высоковольтного выходного каскада. Второй путь более прост, поскольку не требует большого количества точных высоковольтных резисторов и ключей, управление ключами в нем облегчено, а также можно использовать готовые ЦАП низкого уровня.

На отклоняющие пластины можно подавать либо разнополярное напряжение, либо однополярное того же размаха. Второй вариант имеет те преимущества, что позволяет обойтись одним источником высокого напряжения и упростить схему выходного каскада высоковольтного ЦАП. При этом размах управляющего напряжения на пластинах будет соответственно  $0 - \frac{1}{2}U_{\max}$  и  $\frac{1}{2}U_{\max} - 0$  ( $U_{\max}$  — максимальное напряжение, прикладываемое к одной пластине в варианте, когда другая пластина заземлена). Общее изменение управляющего напряжения соответствует напряжению  $U_{\max}$ .

Из сказанного следует, что наиболее целесообразным вариантом в смысле удобства управления (низкие управляющие напряжения триггеров), простоты и минимизации количества и номиналов напряжения высоковольтных источников, снижения требований к элементам является раздельное управление потенциалами обеих пластин с помощью низковольтного ЦАП и двух высоковольтных выходных каскадов. Для того чтобы уменьшить влияние изменения параметров выходных каскадов на выходное напряжение, целесообразно последние выполнить в виде высоковольтных операционных усилителей (ВОУ) с глубокой отрицательной обратной связью.

Для уменьшения фронта управляющего напряжения выходы ВОУ должны быть нагружены минимальными емкостями, а это возможно, когда ВОУ смонтированы непосредственно у пластин диссектора. Остальные узлы ЦАП лучше выполнять отдельно, так как диссектор может перемещаться вместе с ВОУ и чем меньше оборудования установлено на нем, тем лучше. Кроме того, и для безопасности желательно разделить высоковольтные и низковольтные цепи ЦАП.

\* В. А. Алексеев, В. А. Беломестных, В. Н. Вьюхин, А. Н. Касперович, Ю. А. Попов, В. И. Солоненко. Многоточечная быстродействующая система сбора и хранения информации. — Автометрия, 1971, № 2.