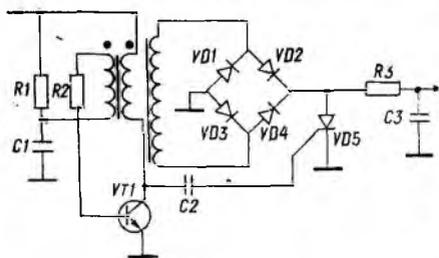


ляемым измерительным мостом с опорным источником и усилителем рассогласования. Такая схема стабилизации содержит много элементов и потребляет большую мощность.

Нами предлагается экспериментально проверенная схема высоковольтного преобразователя, стабилизированного цепью отрицательной обратной связи с неполнотью открываемым тиристором $VD5$, управляемым



источником импульсного напряжения, которое подается на управляющий электрод тиристора через конденсатор $C2$, представленная на рисунке. Тиристор неполностью открывается на время появления импульсного напряжения и нагружает выход высоковольтного выпрямителя. Емкость конденсатора выбирается при наибольшем допустимом напряжении

первичного источника питания из условия, чтобы напряжение выпрямителя, нагруженного тиристором, не превышало верхнего допустимого значения.

Достоинством рассматриваемой схемы является простота цепи стабилизации (содержащей всего два элемента), малое потребление ($0,5-1$ мкА) этой цепи при выключенном тиристоре и высокий (порядка $50-100$) коэффициент стабилизации при изменении напряжения первичного источника питания в два-три раза. Кроме того, эта же цепь служит защитой от перенапряжений, срывая генерацию импульсного генератора при превышении верхнего допустимого значения напряжения первичного источника питания.

1. Басовский В. Ф., Баско В. А., Ковалев Л. П. и др. Устройства электропитания электронной аппаратуры. К.: Техніка, 1980. 239 с.

Поступила в редколлегию 10.09.86

УДК 621.391.03

Л. Д. ОГАРЬ, ст. науч. сотр., Ю. И. ТАНЫГИН, канд. техн. наук

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КРАТНОСТИ МАНИПУЛЯЦИИ ОФМ-СИГНАЛА

В условиях насыщенной электромагнитной обстановки возникает необходимость в оперативном определении параметров принимаемого сигнала ОФМ, в частности определении кратности манипуляции. Эта задача может быть решена статистической обработкой принимаемого колебания по оценке показателей распределения относительного времени неизменной начальной фазы несущей сигнала (в дальнейшем, просто фаза).

Пусть θ — длительность сохранения неизменной фазы; T_0 — длительность значащего интервала; $\theta = \nu T_0$ (ν — дискретная

случайная величина, принимающая значения $1, 2, \dots, n$ (n — количество значащих интервалов с неизменной фазой)). Вероятность фиксации в течение значащих интервалов: $P\{v=n\} = p^{n-1}(1-p)$, $n=1, 2, 3, \dots$ (p — вероятность сохранения неизменной фазы сигнала для двух соседних значащих интервалов). Случайная величина v имеет геометрическое распределение (Фарри), что позволяет использовать известные соотношения для расчета параметров распределения $M(v) = 1/(1-p)$. Отсюда $M(\theta) = T_0 M(v) = T_0/(1-p)$.

Для однократной манипуляции ОФМ сигнала ($N=1$) в силу равновероятности информационных символов $p=1/2$, для $N=2$, $p=1/4$, для кратности N ОФМ сигнала $p=2^{-N}$. Тогда $M(\theta) = m = T_0 2^N / (2^N - 1)$; отсюда $N = \log_2 m / (m - T_0)$.

Полученное выражение позволяет определить кратность принимаемого ОФМ-сигнала, оценивая экспериментально среднее значение m — длительности сохранения неизменной фазы принимаемого сигнала. При достаточно большом времени анализа kT_0 (k — число значащих интервалов) погрешности в определении среднего значения невелики. Так, расчет показывает, что при $k=400$ погрешность в определении m не превышает 1% с вероятностью 0,95.

Поступила в редколлегию 15.09.86

УДК 621.372.542

*В. В. ПЕРЕВЕРТУН, вед. инж., Л. С. ЛАЗАРЕНКО, мл. науч. сотр.,
С. А. ДОВБЫШ, инж.*

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ ВХОДНОГО ФИЛЬТРА СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Для предварительной селекции сигнала на фоне помех и ограничения спектра смеси, поступающей на вход устройства цифровой корреляционной обработки, применяются входные фильтры с полосой пропускания, равной ширине спектра сигнала. Вследствие неидеальности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра частоту дискретизации сигнала, получаемого на его выходе, необходимо повышать в несколько раз по сравнению с минимальной, определяемой по теореме В. А. Котельникова. Информационные характеристики обрабатываемого сигнала не будут ухудшаться, если составляющие паразитных (возникающих при дискретизации) спектров, которые попадают в основной спектр, будут подавлены более, чем на величину динамического диапазона. Считая, что входной фильтр имеет в полосе задерживания равномерный спад АЧХ, минимальную частоту дискретизации можно определить по формуле

$$f_{д.мин} = \Delta f_c + \Delta f + \Delta f_b, \quad (1)$$