пунктирными — по упрощенной формуле (4). Каждая пара кривых ограничивает область практически используемых значений вероятности $P_б$ безотказной работы: $P_б = 0{,}90 \div 0{,}99$.

Как показал анализ полученных результатов, применение упрощенной методики расчета дает несколько завышенные значения M в диапазоне $\rho = 0{,}1 \div 0{,}5$ и несколько заниженные при больших значениях ρ, причем разница не превышает одного блока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Элементы теории передачи дискретной информации. Под ред. Л. П. Пуртова, М., «Связь», 1972.
2. *Денисов О. Е ,Азаров В. В.* Аппаратура передачи данных по телефонному каналу связи «АККОРД-1200ПП». «Вопросы радиоэлектроники». Серия ТПС, вып. 6, 1971.
3. *Кофман А., Крюон Р.* Массовое обслуживание. Теория и приложения. М., «Мир», 1965.
4. *Вентцель Е. С.* Теория вероятностей. Физматгиз, 1962.
5. *Вигдоров Д. И., Сарумова К. М., Сколецкий И. П.* Устройство сопряжения. Авторское свидетельство СССР 401999. «Бюллетень изобретений» № 41, 1973.

Рекомендована кафедрой электроизмерений и вычислительной техники

Поступила в редакцию 11 октября 1974 г.

УДК 681.32

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО КВАДРАТОРА

В. У. КИЗИЛОВ, Р. КЭРГЕР

Харьковский политехнический институт им. В. И. Ленина

Рассмотрено влияние параметров статической петли гистерезиса, несимметрии значений параметров мультивибратора и температуры на погрешность время-импульсного квадратора. Предложена аппроксимация статической петли гистерезиса. Даны указания по выбору параметров схемы.

Время-импульсный квадратор (ВИК) может найти широкое применение в множительных устройствах [1, 2], в измерительных преобразователях для извлечения квадратного корня, преобразования массового расхода, активной мощности или эффективного значения электрических процессов [3].

ВИК построен на основе известного мультивибратора с магнитной обратной связью, источник питания которого подключен через сопротивление R_1, а управление осуществляется током $J_у$, протекающим по дополнительной обмотке $W_у$ (рис. 1). Если пренебречь паразитными параметрами обмоток сердечника, остаточными параметрами и инерционными свойствами полупроводниковых устройств, а петлю гистерезиса считать прямоугольной, среднее значение $U_{ср}$ выпрямленного напряже-

ния на любой обмотке мультивибратора пропорционально квадрату среднего значения тока управления $J_у$:

$$U_{ср} = \frac{W_н}{W_1} J_k R (1 - m^2), \qquad (1)$$

где R — параллельное соединение R_1 и приведенных к коллекторной обмотке $W_к$ сопротивлений нагрузки $R_н'$ управления $R_у'$ и обратной связи $R_{ос}'$ мультивибратора; $J_к = \frac{U_0}{R_к} - J_\mu$ — некоторый предельный ток коллекторной цепи; U_0 — напряжение питания; J_μ — намагничивающий ток; $m = J_у W_у / J_к W_к$ — глубина модуляции.

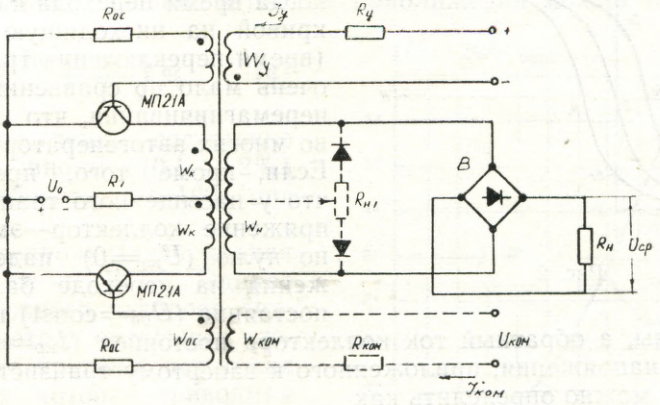

Рис. 1

Статическая функция преобразования (ФП) ВИК (1) представляет собой смещенную параболу, т. е. у ВИК отсутствует погрешность функции преобразования (погрешность квадрирования), что объясняется допущениями, принятыми при выводе функции преобразования.

Для оценки возможной погрешности квадрирования необходимо учитывать неидеальность условий работы и отдельных элементов ВИК. Как показали исследования, точность определения погрешности зависит в основном от точности учета свойств статической петли гистерезиса ферромагнитного сердечника, а влиянием динамических свойств ферромагнитного сердечника при частоте перемагничивания меньше 3 кГц можно пренебречь. Использованные в ряде работ кусочно-линейное или кусочно-нелинейное представления статической петли гистерезиса неудобны из-за необходимости отыскания граничных условий при решении задач синтеза оптимальных параметров, определения экстремальных режимов и метрологических показателей.

Предлагается аппроксимировать статическую петлю гистерезиса двумя кривыми, полученными смещением по оси H на величину коэрцитивной силы $\pm H_c$ некоторой производящей кривой, являющейся нечетной функцией в координатах $B—H$ (рис. 2), например,

$$B = c \operatorname{arctg} dH, \qquad (2)$$

где c и d выбраны из условия соответствия аппроксимирующей петли гистерезиса реальной петле гистерезиса по индукции насыщения B_s, остаточной индукции B_r и коэрцитивной силе H_c,

$$c = \frac{2B_s}{\pi}, \quad d = \frac{1}{H_c} \operatorname{tg} \frac{\pi B_r}{2B_s}.$$

Переход с восходящей кривой на нисходящую при переключении транзисторов осуществляется при постоянном значении индукции (B=const).

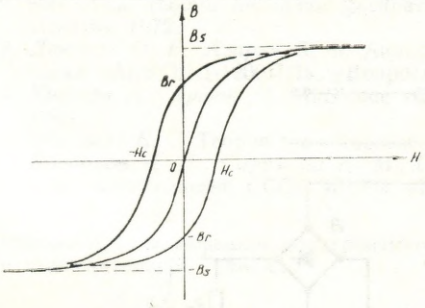

Рис. 2

Очевидно, предлагаемый способ учета формы статической петли гистерезиса применим в тех случаях, когда время перехода с восходящей кривой на нисходящую и обратно (время переключения транзисторов) очень мало по сравнению с циклом перемагничивания, что наблюдается во многих автогенераторных схемах. Если, кроме того, предположить, что у насыщенного транзистора напряжение коллектор—эмиттер равно нулю ($U_{кэ}$=0); падение напряжения на переходе база—эмиттер постоянно ($U_{бэ}$=const) и не зависит от тока базы, а обратный ток коллектора постоянен ($J_{ко}$=const) и не зависит от напряжения, приложенного к запертому транзистору, то ФП квадратора можно определить как

$$U_{ср} = \frac{RJ_к W_н \times \{\operatorname{arctg}[\lambda(1+m-\Delta)] + \operatorname{arctg}[\lambda(1-m-\Delta)]\}}{W_к \lambda^2 [1+\lambda^2(1-m^2)]} \times$$

$$\times \frac{[1+\lambda^2(1+m)^2]\,[1+\lambda^2(1-m)^2]}{\operatorname{arctg}[\lambda(1+m-\Delta)] + \operatorname{arctg}[\lambda(1-m-\Delta)] -}$$

$$- \frac{\lambda m}{1+\lambda^2(1-m^2)} \ln \frac{1+\lambda^2(1+m-\Delta)^2}{1+\lambda^2(1-m-\Delta)^2} + \frac{1+\lambda^2(1+m^2)}{\lambda[1+\lambda^2(1-m^2)]} \ln \frac{2-\Delta}{\Delta} - U_B, \quad (3)$$

где U_B=const — падение напряжения на выпрямителе B; Δ — отношение падения напряжения $U_{бэ}$ к значению э. д. с., наводимой на обмотке $W_{ос}$ при $J_у$=0; λ — параметр, характеризующий степень насыщения сердечника.

Анализ выражения (3) для среднего значения напряжения на выходе ВИК позволяет определить погрешность квадрирования и ее зависимость от режимов работы и значений параметров элементов схемы, а также установить характер статической функции преобразования (рис. 3) и пределы квадрирования с необходимой точностью.

В рабочей области изменение индукции при перемагничивании сердечника практически не зависит от величины управляющего сигнала. Однако при чрезмерном увеличении глубины модуляции m сердечник начинает перемагничиваться по частным циклам, из-за чего нарушается квадратичная связь между информативными параметрами процессов на входе и выходе (рис. 3). Предельное значение глубины модуляции нахо-

дится исследованием (3) на экстремум и с хорошей точностью описывается простым соотношением:

$$m_{\max}=1-\Delta.$$

Погрешность квадрирования, вызванная нелинейностью статической петли гистерезиса, в основном определяется степенью насыщения магнитного сердечника:

$$\lambda=\frac{W_к J_к}{H_c l}\operatorname{tg}\frac{\pi B_r}{2B_s},$$

где l — средняя длина магнитной силовой линии в сердечнике ВИК. Ее максимальное значение в первом приближении можно также найти из (3):

$$\delta_{\max}=\left(\frac{10}{\lambda}+\frac{100}{\lambda^2}\right)\%. \qquad (4)$$

Для обеспечения достаточно малой погрешности (0,1—0,2%) следует выбирать $\lambda\approx 100$ при $m_{\max}=0{,}8$.

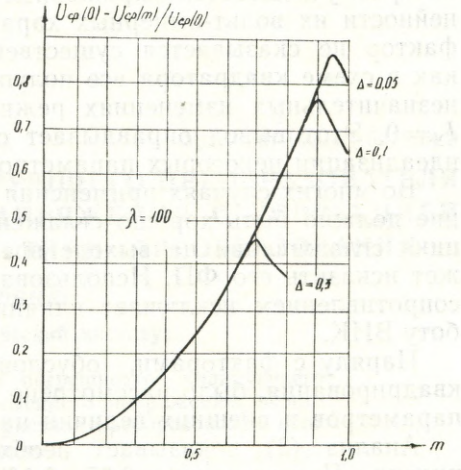

Рис. 3

Выше предполагалась полная симметрия схемы ВИК. Однако из-за неизбежного разброса значений параметров отдельных элементов схеме присуща некоторая несимметрия, которая приводит к сдвигу квадратичной ФП по оси абцисс и ординат, а также к искажению ФП, что может оказать решающее влияние на точность и технологичность изготовления ВИК. Максимальное значение приведенной погрешности квадрирования, обусловленное несимметрией, наблюдается при номинальном значении и отрицательной полярности тока управления:

$$\delta_{\max}=\frac{200}{m_{ном}}\left[\frac{2b'}{J_к}-\left(1-m^2_{ном}\right)aR\right]\%, \qquad (5)$$

где

$$a=\frac{\Delta W^*_к}{R_1}+\frac{\Delta W^*_{ос}}{R'_{ос}}-\frac{\Delta R^*_н}{2R'_н}-\frac{\Delta R^*_{ос}}{2R'_{ос}}, \qquad (6)$$

$$b'=\frac{U'_{бэ}\left(\Delta U^*_{бэ}+\Delta W^*_{ос}-\Delta R^*_{ос}\right)}{R_{ос}}+\frac{U'_B\left(\Delta U^*_B-\Delta R^*_н\right)}{R_н}+$$

$$+\left(U_0/R_1+J_{ко}\right)\Delta W^*_к-J_{ко}\Delta J^*_{ко}-\frac{W_к\Delta U_B}{2W_н R_1}, \qquad (7)$$

$\Delta U_B{}^*$ — относительная несимметрия падений напряжения на диодах выпрямительного моста B. Штрихами в (5—7) обозначены приведенные к $W_к$ значения величин, а звездочкой — относительные значения несимметрии (например, $\Delta W_к{}^*=\Delta W_к/W_к$). Из (5—7) следует, что относи-

тельная несимметрия коллекторных обмоток $\Delta W_к^* = 2\%$ приведет к погрешности квадрирования порядка 5%, а при $\Delta R_{ос}^* = 10\% - \delta_{max} = 0{,}5\%$. Несимметрия схемы ВИК может быть устранена введением в схему компенсирующего тока $J_{ком}$ и искусственной несимметрии по $R_{ос}$ или $R_н$. Необходимые изменения в схеме показаны пунктиром на рис. 1. Следует отметить, что резкое снижение погрешности наблюдается уже после одной регулировки, заключающейся в симметрировании значений $U_{ср}$ при номинальном значении тока $J_у$ положительной и отрицательной полярности. Например, при симметрировании схемы током $J_{ком}$ погрешность из-за несимметрии коллекторных обмоток уменьшается в 50 раз, а при симметрировании сопротивлением $R_{н1}$ — в 10 раз.

Кроме разброса значений параметров полупроводниковых приборов, который учитывается выражением (5), было рассмотрено влияние нелинейности их вольт-амперных характеристик. Можно показать, что этот фактор не сказывается существенно на точности квадрирования, так как в схеме квадратора все полупроводниковые приборы работают при незначительных изменениях режима относительно рабочей точки при $J_у = 0$. Этот вывод оправдывает сделанные раньше предположения об идеализации некоторых параметров транзисторов мультивибратора.

Во многих случаях применения данного ВИК его выходное напряжение должно быть хорошо сглажено. В [4] показано, что обычная техника сглаживания на выходе время-импульсного преобразователя может исказить его ФП. Использование фильтров с постоянным входным сопротивлением исключает влияние сглаживающего фильтра на работу ВИК.

Наряду с факторами, обусловливающими основную погрешность квадрирования, было рассмотрено влияние изменения неинформативных параметров и внешних величин на точность преобразования ВИК.

Анализ (3) показывает необходимость стабилизации напряжения питания U_0 с точностью 0,05—0,1% для получения погрешности квадрирования ВИК меньше 0,1%. Исследование зависимости температуры от стабильности ФП квадратора проводилось в диапазоне 10—50° С. Основное влияние на стабильность ФП оказывают температурная зависимость падения напряжения на переходе база—эмиттер транзисторов $U_{бэ}$, изменение обратного тока транзисторов и падение напряжения на выпрямительном мосту B.

Для приведенной схемы ВИК с сердечником из стали 79НМА ОЛ 20×16×3 при отсутствии специальной компенсации температурный коэффициент выходного напряжения при $J_у = 0$ составил +0,3%/10° С, а номинальный коэффициент преобразования — +0,6%/10° С. Так как температурная погрешность с достаточной точностью подчиняется линейному закону, она легко может быть уменьшена.

В результате проведенных исследований можно сделать вывод о возможности построения ВИК, инструментальная погрешность которого не превышает 0,1% при индивидуальной настройке и 0,5% — при массовом производстве.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бенин В. Л., Кизилов В. У., Смилянский И. И., Бархатова Т. И.* Множительное устройство. Авторское свидетельство СССР № 285360, «Бюллетень изобретений» № 33, 1970.

2. *Смилянский И. И.* Сравнительный анализ линейных и функциональных устройств. Вестник Харьковского политехнического института. «Электроэнергетика и автоматизация энергоустановок», вып. 2, Харьков, 1973, № 71.
3. *Кизилов В. У., Кэргер Р.* Вопросы теории и применения время-импульсного квадратирующего функционального преобразователя. «Четвертая Всесоюзная межвузовская конференция по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем». Тезисы, вып. 1, Ташкент, 1971.
4. *Кизилов В. У., Кэргер Р.* Сглаживание напряжения на выходе время-импульсного функционального измерительного преобразователя. Вестник Харьковского политехнического института. «Электроэнергетика и автоматизация энергоустановок», вып. 2, Харьков, 1973, № 71.

Рекомендована кафедрой
измерительной техники

Поступила в редакцию
25 сентября 1974 г.

УДК 681.142.621:621.314.2

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ КОДИРУЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ АМПЛИТУДЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С КОРРЕКЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В. Н. ПЕТРЕНКО

Одесский политехнический институт

Проводится анализ методических погрешностей кодирующего преобразователя, амплитуды переменного напряжения, возникающих от нелинейности характеристики преобразования и от изменения фазы входного напряжения.

В работе [1] рассмотрен кодирующий преобразователь амплитуды синусоидального напряжения с промежуточным преобразованием в разность фаз и с коррекцией нелинейности характеристики преобразования комбинированным аналого-цифровым методом.

С целью определения метрологических свойств, а также оптимальных параметров рассматриваемого преобразователя проведем анализ его методических погрешностей при различных режимах работы.

При идеально линейной характеристике преобразования между промежуточным выходным параметром преобразователя $\varphi_в$ и его входным напряжением $U_д$ должно соблюдаться соотношение

$$\varphi_в = AU_д, \qquad (1)$$

где A — коэффициент пропорциональности.

При подаче на вход преобразователя с идеально линейной характеристикой максимального входного сигнала $(U_д)_m$ выходной параметр будет максимальным (рис. 1,*а*):

$$(\varphi_в)_m = A(U_д)_m = 2\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right),$$