

- ния.— В кн.: Оптимизация систем управления и фильтрации. Томск: изд. ТГУ, 1977, с. 166—177.
7. Ортега Дж., Рейнболдт В. Итерационные методы решения нелинейных систем уравнений со многими неизвестными. М.: Мир, 1975.

*Поступила в редакцию 20 апреля 1979 г.;
окончательный вариант — 18 февраля 1980 г.*

УДК 621.372.52 : 621.317.21

Ю. В. САФРОШКИН
(Москва)

О ВОЗМОЖНОСТИ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ГЛУБИНЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Важнейшие свойства динамических устройств и систем с так называемой аддитивной (обычной) обратной связью (ОС): устойчивость или автоколебания, линейность и стабильность, чувствительность к внешним воздействиям и другие — обусловлены возвратной передачей (ВП), модуль которой является мерой усиления в замкнутом контуре ОС. С ВП просто связана (см. ниже) другая часто используемая функция относительной возвратной разности (ВР) по Г. Боде [1, 2]. Эти первичные и весьма важные в практическом отношении дифференциальные параметры контуров ОС обычно определяют расчетно. С этой целью, как правило, используются различные модели отдельных звеньев разомкнутого контура, что приводит к значительным погрешностям, особенно в нелинейных случаях. Измерения же практикуются реже, например, в частных случаях линейных и устойчивых контуров отрицательных ОС (усилители, регуляторы). Чаще измеряются менее информативные, но более доступные вторичные характеристики (передаточная функция вход — выход, ее частотные, фазовые или переходные характеристики, чувствительность к изменениям параметров) [3—6]. Измерения обычно проводят на контуре, поставленном в искусственный режим: разомкнутом или со введенными в разрыв вспомогательными компонентами для учета взаимного нагружающего влияния звеньев по обе стороны разрыва или с *RC*-фильтрами для частичного восстановления замкнутости контура по постоянной составляющей.

В то же время прямые способы измерения ВП и ВР — более общих и информативных характеристик динамических свойств контуров ОС — мало развиты ввиду ряда таких сложностей, как нелинейность (например, насыщение) и неустойчивость, дрейф и шумы, различие свойств разомкнутого и замкнутого контуров (с учетом предыдущих трудностей) и т. д.

В работе [7] обсуждается способ измерения контурной передачи (частный случай ВП в одноконтурной схеме), когда в разрыв контура вводится дополнительный малоинерционный усилитель с единичной передачей и двумя входами. При работе с дорогостоящими сервосистемами и регуляторами медленных технологических процессов стоимостью и влиянием усилителя можно пренебречь, однако они становятся существенными при работе с простыми и недорогими электронными устройствами.

В то же время до сих пор остается неиспользуемой значительно более простая возможность прямых, а следовательно, более надежных

и точных измерений ВП и ВР на замкнутом контуре, работающем в близких к естественным условиям. Суть ее состоит в том, что возмущающий тест-сигнал берется от источника ЭДС, который вводится в контур не параллельно, а последовательно (рис. 1), не нарушая функциональной замкнутости контура на любых сигналах вследствие небольшого импеданса источника. При этом ЭДС является физически

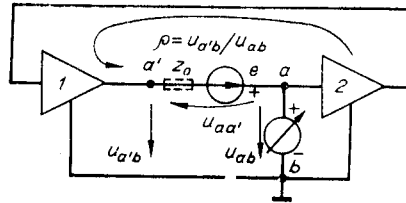


Рис. 1.

независимой переменной и представляет возвратную разность напряжений по Г. Боде. Прямое же u_{ab} и возвратное $u_{a'b}$ напряжения представляют (в отличие от разомкнутого способа) зависящие переменные и измеряются вольтметрами, осциллографом или другими адекватными конкретной задаче приборами, не влияющими на схему.

Для многих электронных схем с ОС имеются удобные места для ввода ЭДС с большой разницей между внутренними сопротивлениями сторон контура (условно показанных на рис. 1 отдельными звеньями 1 и 2) по обе стороны ЭДС:

$$|z_{\text{вх}1}| \ll |z_{\text{вх}2}|. \quad (1)$$

Запишем для таких случаев закон Кирхгофа для контура $aa'ba$:

$$e = u_{aa'} = u_{ab} - u_{a'b}. \quad (2)$$

Из (1), (2) следует [2], что отношение зависимых от физического аргумента e прямого u_{ab} и разностного $u_{aa'}$ напряжений

$$u_{aa'}/u_{ab} = (u_{ab} - u_{a'b})/u_{ab} = \varphi \quad (3)$$

представляет относительную ВР по Г. Боде, а отношение прямого u_{ab} и возвратного $u_{a'b}$ напряжений

$$u_{a'b}/u_{ab} = 1 - \varphi = \rho \quad (4)$$

— контурную передачу.

Соотношения (1)–(4) записаны для малых переменных составляющих и относятся к малой окрестности некоторой рабочей точки $u_{ab} \approx u_{a'b} \approx \text{const}$. При задании и изменении смещения их можно использовать и для семейства рабочих точек, т. е. применять к нелинейным, в том числе автоколебательным, контурам ОС, доминирующим на практике и представляющим основные приложения измерительного способа по рис. 1.

При выводе (2)–(4) источник ЭДС, как и измерительные приборы (на рис. 1 не показаны), предполагался идеальным. С учетом же конечного импеданса источника $z_0 \neq 0$ (пунктир на рис. 1) функции φ и ρ в соответствии с (3), (4) вычисляются по результатам измерений с методической погрешностью

$$\delta \sim |z_{\text{вх}1}|/|z_{\text{вх}2}| + |z_0|/|z_{\text{вх}2}| \ll 1 \quad (5)$$

из-за неидеальности условия (1). Аналогичное ограничение присуще предшествующим способам [3, 4, 6, 7] даже в линейных случаях.

Практическая реализация способа, конструкции источника ЭДС и приборов, измеряющих напряжения, и другие методические детали зависят от конкретных целей измерений. Задавая калиброванные значения ЭДС, не нужно заботиться об их измерениях. Установившиеся значения φ и ρ можно измерять на приращениях постоянных напряжений. Для получения же частотной характеристики $\varphi(\omega)$ или $\rho(\omega)$ величину и форму (спектр, частоту, длительность) тест-сигнала целесообразно варьировать для того, чтобы устранить возможное его совпадение с основным функциональным сигналом и различными помехами.

Некоторые особенности предложенного способа подробнее поясняются на конкретных примерах.

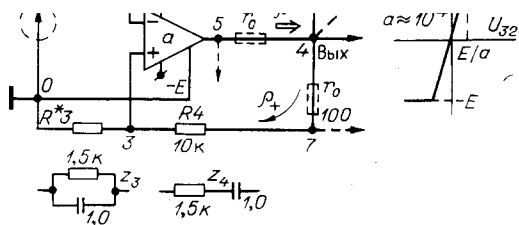


Рис. 2.

используемых ниже ее режимов и номиналов входным и выходным сопротивлениями ОУ (в эксперименте типа К153УД1А) можно пренебречь, а прямую передачу ОУ упрощенно представить кусочно-линейной характеристикой (справа на рисунке) с усилением a и насыщением при $+E$ и $-E$. Как показывает

анализ [2], в подобных схемах имеется три разных ненулевых ВП относительно общего узла: ВП в верхнем контуре (как принято говорить, «отрицательной» ОС) — ρ_- через резистор R_2 , ВП в нижнем контуре — ρ_+ через резистор R_4 (обе передачи показаны полукруглыми стрелками) и ВП через выход ОУ (см. толстую стрелку ρ), отражающая общую ОС в схеме. Возвратные передачи ρ_- и ρ_+ , как и обычно, имеют большую положительную и отрицательную «глубины» в одноконтурных прототипах схемы, когда противоположный контур разомкнут (см. расчетные колонки в табл. 1 при $R_4 = \infty$ или $R_2 = \infty$). Измерения ρ_+ и ρ_- разомкнутым способом в устойчивых вариантах схемы не вызывают особых затруднений [1, 4, 6]. Разомкнутые же измерения ρ_- чаще всего невозможны, так как при надкритическом коэффициенте $R_3(R_3 + R_4) > 1/a$ исходная устойчивая схема становится при размыкании ветви R_2 неустойчивой, приобретает триггерные свойства и не может находиться в необходимом для измерений линейном режиме.

Замкнутый способ с последовательной ЭДС применим к измерению любой из трех ВП при любых сочетаниях параметров, если исходная двухконтурная схема не имеет свойств триггера (отметим, что при этом не требуется устойчивости разомкнутой схемы). Практически ЭДС возмущающего тест-сигнала удобнее всего задавать в виде напряжения на введенных последовательно в контуры ОС (и присутствующих в процессе работы) малых шунтовых резисторах $r_0 \ll (R_2, R_4)$ (представлены штриховыми линиями в соответствующих ветвях) от «плавающих» источников тока E_0/R_0 (показан для измерения ρ_- , предполагается $r_0 \ll R_0$). Результаты измерений всех трех ВП в исходной схеме замкнутым способом для разных величин R_3 приведены в правой части табл. 1. В делителях использовались резисторы класса 0,2%. Для получения E_0 использовался

Таблица 1

Величина	Способ и особые условия получения данных							
	Расчет			Измерения замкнутым способом				
	$R_4 = \infty$	$R_2 = \infty$	$R_3 = 0,1 \text{ кОм}$ $a = 10^4$ $r_{\text{вых}} = 1 \text{ кОм}$	$R_3, \text{ кОм}$				
			$R_3 = 0,1$	$R_3 = 1$	$R_3 = 2$	$R_3 = 4$		
$\rho_- = u_{40}/u_{61}$	$-a/3$	0	33,7	36	3,8	2,0	1,2	
$\rho_+ = u_{40}/u_{70}$	0	$\frac{aR_3}{R_3 + R_4}$	0,030	0,026	0,27	0,50	0,86	
$\rho = u_{50}/u_{40}$	ρ_-	ρ_+	$-2,8 \cdot 10^3$	$\approx -2 \cdot 10^3$	$\approx -10^3$	$-0,5 \cdot 10^3$	$-0,2 \cdot 10^3$	
$\rho_- \times \rho_+$	—	—	1,01	0,94	1,03	1,0	1,03	

Таблица 2

$f_{\text{возм}}$, Гц	20	50	100 резонанс	200	500	1000
u_{74} , мВ	50	30	15	50	50	50
u_{70} , мВ	59	64	2300	116	58	52
u_{40} , мВ	30	55	2250	106	33	16,5
$ \rho = u_{40}/u_{70}$ Амплитуда ВП	0,51	0,86	0,98	0,92	0,57	0,32
Погрешность амплитуды, %	-1,5	-2,8	-3,2	-0,5	+1,1	+0,3
$\text{Arg}(u_{40}, u_{70})$ Фаза ВП, град	60	28	0	26	60	73
Погрешность фазы, %	+3	+4	-	0	+3	-5

генератор ГЗ-106, а для измерения напряжений — двухлучевой осциллограф класса 5%.

Табл. 1 подтверждает, что замкнутый способ более универсален, чем разомкнутый, поскольку не уступает в точности измерений в обычных ситуациях, годится для большего числа сложных схем и позволяет заметить некоторые необычные эффекты. Так, в верхнем контуре «отрицательной» ОС наблюдается на самом деле некоторая положительная и небольшая по величине ВП. Одна из причин этого заключается в том, что устойчивая в целом схема содержит потенциально неустойчивый контур ОС, стабилизируемый более сильной отрицательной ОС. Подобные свойства встречаются и в системах автоматического регулирования [8]. Во-вторых, сопоставление ρ_- и ρ_+ , измеренных в разных режимах, позволяет вывести для этой схемы приближенное эмпирическое правило $\rho_- \approx 1/\rho_+$. Расчетная проверка (см. [2], с. 23) подтверждает его справедливость для данной схемы с точностью не хуже 0,1%. Оно облегчает расчеты сложных схем с линейными и нелинейными [9, 10] ОС, позволяя по одной известной ВП немедленно получать вторую.

Пример 2. При замене на рис. 2 $R3$ и $R4$ на RC -цепочки (показаны отдельно) измененная схема может работать как резонансный усилитель с частотно-избирательным четырехполюсником Вина в цепи ОС. Замкнутый способ позволяет по-прежнему измерять любую из трех комплексных ВП, практически не нарушая работы схемы. Большое его преимущество — легкость получения комплексных значений ВП чисто амплитудными измерениями. Это подтверждает табл. 2 с данными измерений ρ_+ в описанном усилителе (номиналы RC -цепочек указаны на рис. 2; $R1 = 1,5$ кОм, $R2 = 3$ кОм) на резонансной частоте $f_{\text{рез}} \approx 100$ Гц и на нескольких других по обе стороны от нее. Отношение амплитуд измеренных относительно нулевого узла возвратного u_{40} и прямого u_{70} напряжений сразу дает амплитуду ВП, а построение треугольников по амплитудам прямого, возвратного и разностного u_{74} напряжений позволяет получить фазу ВП без сложных фазометрических приборов. На рис. 3 приводится построенный треугольник и полученная из него фаза для частоты $f_{\text{возб}} = 50$ Гц. Дополнительный контроль показывает, что погрешности результатов табл. 2 не превышают 5%, т. е. укладываются в погрешности использованных приборов и допуски компонентов. Пример иллюстрирует фазовую силу замкнутого способа.

Пример 3. При небольшой перестройке делителя $R1, R2$ описанный в предыдущем примере избирательный усилитель становится надкритичным и работает как генератор почти гармонических колебаний [10]. Разрыв любой из возможных ветвей для измерения одной из трех ВП нарушает режим устойчивых автоколебаний. Это свидетельствует о полной

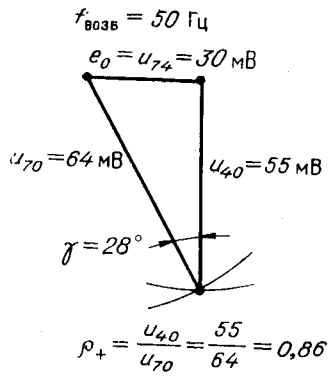


Рис. 3.

неприменимости разомкнутого способа к таким случаям. Присутствие же малых шунтовых резисторов (тем более, что их можно рассматривать как часть основных резисторов R_2 и R_4) практически не повлияет на характер автоколебаний, а потому замкнутый способ можно применять для измерения любой комплексной ВП непосредственно в работающем генераторе. От предыдущего примера 2 такие измерения разнятся лишь тем, что частота тест-сигнала должна

отличаться от основной частоты автоколебаний, чтобы можно было разделить основные (режимные) компоненты переменных напряжений в схеме и компоненты, временно наводимые тест-сигналом; величина последних определяется допуском на режим основных колебаний. Верхняя осциллограмма на рис. 4 отражает такие комбинированные сигналы при измерении $\rho_+ = \bar{u}_{\text{возв}} / \bar{u}_{\text{пр}}$, где величины и взаимная фаза $\bar{u}_{\text{возв}}$ и $\bar{u}_{\text{пр}}$ фиксируются по огибающей (тест-сигнал), нижняя же осциллограмма — при измерении $\rho_+ = u_{\text{разн}} / \bar{u}_{\text{пр}}$, где $u_{\text{разн}}$ есть непосредственно заданная возмущающая ЭДС: $u_{\text{разн}} = u_{e_4} = e_0 \approx E_0 / R_0$.

Таким образом, наблюдая бегущее (несинхронизованное по частоте генерации $f_{\text{ген}} = 1000$ Гц) изображение на осциллографе с послесвечением, можно непосредственно измерять ВП и ВР на частотах $f_{\text{возв}} \leq 0,5 f_{\text{ген}}$, правда, с меньшей точностью, чем в предыдущем примере. Последний пример иллюстрирует важнейшее преимущество изложенного способа — его применимость к нелинейным автоколебательным динамическим устройствам в их естественных и сложных рабочих режимах.

Перечисленные детали не затрагивают сути предложенного способа. Основными же его преимуществами остаются: а) непосредственные прямые измерения ВП и ВР на функционально замкнутом контуре, работающем в близких к естественным условиям (это особенно важно в случаях нелинейных и автоколебательных контуров); б) повышение надежности, достоверности и точности результатов измерений; в) упрощение процедуры измерений за счет исключения размыкания/замыкания, подстройки режимов, вспомогательных компонентов; г) возможность автоматизации массовых измерений (по многим значениям смещений, частот и т. д.).

Как и все предшествующие, способ с последовательной ЭДС не применим к контурам ОС (режимам, моментам времени) с быстрыми реге-

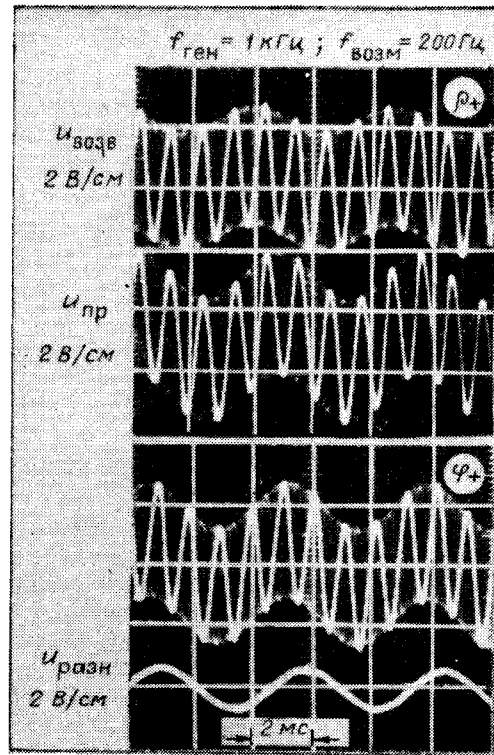


Рис. 4.

неративными, триггерными скачками. За этим исключением спектр его возможностей охватывает широкий круг задач проектирования и разработки или текущего эксплуатационного контроля различных нелинейных динамических устройств, как чисто электронных, так и аналоговых систем регулирования любой физической природы, имеющих подходящие электрические участки. С его помощью, например, можно осуществлять тестирование контуров отрицательных ОС экономно спроектированных регуляторов на реальный запас устойчивости по амплитуде или фазе или решать обратную задачу — тестирование контуров положительных ОС ответственных мощных генераторов на реальный запас надкритичности ВП для предотвращения срыва колебаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лурье Б. Я. Максимизация глубины обратной связи в усилителях. М.: Связь, 1973.
2. Сафрошкин Ю. В. Обратная связь в электронных схемах: физическая и математическая интерпретация.— Препринт. Пущино: Научн. центр биолог. исслед. АН СССР, 1977.
3. Синайский Г. В. Способ определения резонансных свойств систем автоматического регулирования. (Авт. свид-во № 318905.) — ОИПОТЗ, 1971, № 32.
4. Гапличук Л. С. Измерение характеристик $\mu\beta$ -петли транзисторных усилителей.— Электросвязь, 1972, № 2.
5. Киба Е. Н. Исследование устойчивости сложных линейных систем с многоканальными обратными связями экспериментальным путем.— Теорет. электротехника, 1977, вып. 22.
6. Hakim S. S. Aspects of Return Difference Evolution in Transistor Feedback Amplifiers.— Proc. IEE, 1965, vol. 112, N 9.
7. Pierce V. D. Measure Open Loop Servo Responce without Saturation Problems.— Electronic Design, 1974, N 24.
8. Петушил А. В., Черкашин Ю. С. Цепь обратной связи с неустойчивыми звеньями в системах стабилизации.— Изв. высш. учебн. заведений. Сер. Радиоэлектроника, 1977, т. 20, № 12.
9. Сафрошкин Ю. В. Преобразователи с автоматическим переключением линейных диапазонов (обзор).— ПТЭ, 1980, № 2.
10. Сафрошкин Ю. В. Широкодиапазонные частотно-избирательные RC устройства.— В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Вып. 12/Под ред. И. Ф. Николаевского. М.: Связь, 1972, с. 67—75.

*Поступила в редакцию 3 мая 1978 г.;
окончательный вариант — 28 августа 1979 г.*