

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 621.317.373

В. И. СКРИПНИК

(Киев)

КОММУТАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ИСКЛЮЧЕНИЯ УГЛОВЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ФАЗОВЫХ УКАЗАТЕЛЕЙ

В практике электрических измерений в ряде случаев требуется точная индикация нулевого, 90° и 180° сдвигов фаз. Так, в квазиуравновешенных мостах [1] точность установки состояния квазиравновесия зависит от точности установки 90° или 180° сдвигов фаз.

Фазовые указатели нулевого, 90° и 180° сдвигов могут использоваться также для уравнивания фазопостоянных цепей, предложенных В. О. Арутюновым [2]. При этом к фазовым указателям предъявляются требования минимальной угловой погрешности измерения, высокой чувствительности и стабильности нулевого показания.

Применяемые в настоящее время фазовые указатели [3, 4] не удовлетворяют этим требованиям в отношении точности, чувствительности и частотного диапазона. Невысокая точность указателей (не лучше $0,5^\circ$) обусловлена их двухканальной структурой, так как фазовые указатели представляют собой совокупность двух входных измерительных преобразователей (усилителей, фильтров, амплитудных ограничителей и т. д.) и фазочувствительной схемы (ФЧС), выходное напряжение которой является косинусоидальной или синусоидальной функцией разности фаз сравниваемых напряжений. Изменение параметров элементов схемы во времени и из-за внешних условий приводит к погрешности в результате возникающей неидентичности амплитудных и фазовых характеристик преобразовательных каналов. Кроме того, возникает целый ряд трудностей, связанных с получением высокой чувствительности указателей к фазовому сдвигу из-за необходимости применять на выходе ФЧС выходной преобразователь — усилитель постоянного тока с его неизбежным дрейфом нуля, что приводит к дополнительной погрешности.

Повысить точность фазовых указателей можно путем подбора строго идентичных и особо стабильных элементов, работающих в широком диапазоне частот, для обоих каналов указателя. Однако при современном уровне технологии производства вакуумных и полупроводниковых устройств решать эту задачу технологически трудно и экономически нецелесообразно.

Для повышения точности и чувствительности фазовых указателей могут быть использованы модуляционные (коммутационные) методы преобразования сравниваемых напряжений, применяемые в радио-

астрономии для выделения фазовой информации на фоне интенсивных шумовых помех [5, 6]. Коммутационное преобразование также может быть использовано для автоматического исключения угловых погрешностей фазовых указателей. Последнее осуществляется путем периодических изменений структуры измерительной схемы с помощью автоматических переключателей и использования модуляционных методов для выделения измерительной информации [7].

Рассмотрим различные типы коммутационного преобразования с точки зрения возможности исключения угловых погрешностей фазовых указателей.

В большинстве случаев в качестве ФЧС в фазовых указателях используются множительные, ключевые или суммирующие устройства. Характер передаточной функции указателя зависит от типа ФЧС и наличия предвключенных фазосдвигающих четырехполюсников.

В указателях 90° сдвига фаз, выполненных на основе множительных ФЧС, точность индикации зависит от идентичности фазовых характеристик предвключенных усилителей и стабильности нуля множительной ФЧС.

Действительно, при индикации 90° сдвига между напряжениями $U_{m1} \sin \omega t$ и $U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ указателями с ФЧС множительного типа выходное напряжение равно

$$U = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\varphi + \alpha) - \cos(2\omega t + \varphi + \alpha)] + U_n, \quad (1)$$

где k_1 — коэффициент передачи по первому входу МУ;

k_2 — коэффициент передачи по второму входу МУ;

φ — сдвиг фаз между сравниваемыми напряжениями;

α — фазовый сдвиг, обусловленный неидентичностью фазовых характеристик предвключенных преобразователей [8];

U_n — напряжение небаланса, возникающее из-за отклонения параметров МУ от номинальных значений в результате временной и температурной нестабильности [8].

Как следует из (1), при $\varphi = 90^\circ$ напряжение на выходе ФЧС не равно нулю и определяется степенью фазовой неидентичности преобразовательных каналов (α) и величиной нестабильности нуля U_n .

Рассмотрим возможность исключения угловых погрешностей, обусловленных фазовой неидентичностью каналов, путем периодического замещения сравниваемых напряжений (рис. 1).

Сравниваемые по фазе напряжения через входные устройства ВУ₁ и ВУ₂, автоматические переключатели АП₁ и АП₂ и усилители U_{ω_1} и U_{ω_2} подаются на множительное устройство МУ [9]. При помощи автоматических переключателей, управляемых мультивибратором М, осуществляется взаимное замещение напряжений с частотой Ω ($\Omega \ll \omega$). В одном положении переключателей напряжение на выходе МУ равно

$$U' = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\varphi + \alpha - \beta) - \cos(2\omega t + \varphi + \alpha)], \quad (2)$$

где $\beta = \arcsin \frac{U_n}{k_1 k_2 U_{m1} U_{m2}}$ — фазовый сдвиг, эквивалентный наличию напряжения небаланса U_n .

В другом положении переключателей

$$U'' = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\varphi - \alpha - \beta) - \cos(2\omega t + \varphi - \alpha)]. \quad (3)$$

На выходе МУ включен фильтр нижних частот ФНЧ. При непре-

рывных переключениях сравниваемых напряжений с частотой Ω выходное напряжение ФНЧ, состоящее из временной последовательности напряжений $U'_0 = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\varphi + \alpha - \beta)$ и $U''_0 = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} \cos \times (\varphi - \alpha - \beta)$, можно представить в виде одного напряжения

$$U = U_0 + U_{\sim}, \quad (4)$$

где U_0 и U_{\sim} — постоянная и низкочастотная переменная составляющие напряжения на выходе ФНЧ.

Постоянную и переменную составляющие можно определить как

$$U_0 = \frac{k_3}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{2}} U'_0 dt + \int_{\frac{T}{2}}^T U''_0 dt \right); \quad (5)$$

$$U_{\sim} = \frac{k_3}{2T} \left(\int_0^{\frac{T}{2}} U''_0 dt - \int_{\frac{T}{2}}^T U'_0 dt \right), \quad (6)$$

где k_3 — коэффициент передачи ФНЧ.

Подставляя значения U'_0 и U''_0 в (5) и (6), получим:

$$U_0 = 2k_4 U_{m2}^2 W \cos \alpha \sin(\delta - \beta); \quad (7)$$

$$U_{\sim} = k_4 U_{m2}^2 W \sin \alpha \cos(\delta - \beta), \quad (8)$$

где $k_4 = k_1 k_2 k_3$ — коэффициент пропорциональности;

$W = \frac{U_{m1}}{U_{m2}}$ — отношение амплитуд напряжений U_1 и U_2 ;

δ — угловое отклонение от 90° сдвига ($\varphi = 90^\circ \pm \delta$).

Как видно из (7) и (8), более высокую чувствительность к δ можно получить, индицируя наличие постоянной составляющей (7). Для этого на выходе ФНЧ включен прибор постоянного тока Пр, выходной ток которого равен

$$I_{пр} = k_5 U_{m2}^2 W \cos \alpha \sin(\delta - \beta), \quad (9)$$

где k_5 — коэффициент пропорциональности.

При использовании высокостабильных множительных устройств ($\beta \approx 0$) выходной ток прибора становится равным нулю при $\delta = 0$ независимо от степени неидентичности фазовых характеристик преобразовательных каналов ($\alpha > 0$).

Чувствительность указателя к фазовому сдвигу в этом случае определяется выражением

$$S_\varphi = \frac{d U_0}{d \delta} = 2k_4 U_{m2}^2 W \cos \alpha. \quad (10)$$

Исключить угловые погрешности, обусловленные нестабильностью нуля множительной ФЧС, возможно путем периодического инвертирования одного из сравниваемых напряжений (рис. 2).

Сравниваемые напряжения перемножаются при помощи множительного устройства МУ. Одно из напряжений подается на фазоинвертор ФИ и автоматический переключатель АП, управляемый мультивибратором М [10].

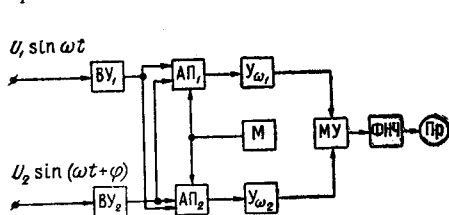


Рис. 1.

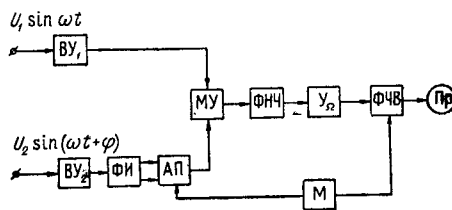


Рис. 2.

В один полупериод коммутации на вход МУ поступают напряжения U_1 и U_2 . Выходное напряжение МУ в этом случае равно

$$U' = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\varphi + \alpha - \beta) - \cos(2\omega t + \varphi + \alpha)]. \quad (11)$$

В следующий полупериод на вход МУ поступает напряжение U_1 и инвертированное по фазе напряжение U_2 . Напряжение на выходе МУ составляет

$$U'' = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\varphi + \alpha + 180^\circ + \beta) - \cos(2\omega t + \varphi + 180^\circ + \alpha)]. \quad (12)$$

Постоянная и переменная составляющие напряжения на выходе фильтра нижних частот ФНЧ в соответствии с (5) и (6) равны:

$$U_0 = 2k_4 U_{m2}^2 W \cos(\delta - \alpha) \sin \beta; \quad (13)$$

$$U_{\sim} = -k_4 U_{m2}^2 W \sin(\delta - \alpha) \cos \beta, \quad (14)$$

где $k_4 = k_1 k_2 k_3$ — коэффициент пропорциональности.

Из (13) и (14) следует, что при $\delta \rightarrow 0$ необходимую информацию о фазе содержит переменная составляющая (14). Переменное напряжение (14) усиливается усилителем Y_2 и выпрямляется фазочувствительным выпрямителем ФЧВ, управляемым мультивибратором М синхронно с АП. Полагая, что фазовая неидентичность каналов мала, а $\delta \rightarrow 0$, ток выходного прибора Пр равен

$$I_{np} = k_4 k_5 U_{m2}^2 W \sin \delta \cos \beta \quad (15)$$

где k_5 — коэффициент усиления усилителя Y_2 .

Из (15) следует, что ток выходного прибора равен 0 при $\delta = 0$ независимо от степени нестабильности нуля ($\beta > 0$) множительного устройства МУ.

Чувствительность указателя определяется

$$S_{\varphi} = \frac{d |U_0|}{d \delta} = k_4 k_5 U_{m2}^2 W \sin \delta \cos \beta. \quad (16)$$

Наряду с указателями 90° сдвига фаз на основе множительных ФЧС в практике электрических измерений широкое применение полу-

чили фазовые указатели сумма-разностного типа. Однако точность индикации этими указателями невысока и определяется степенью неравенства коэффициентов передач преобразовательных каналов [3]. Исключить эту погрешность можно, если применить коммутационное преобразование, основанное на периодическом инвертировании одного из суммируемых напряжений (рис. 3).

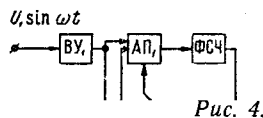


Рис. 3.

Рис. 4.

Входная часть схемы, включающая входные устройства ВУ₁ и ВУ₂, фазоинвертор ФИ и автоматический переключатель АП, аналогична схеме рис. 2, но в качестве ФЧС используется суммирующее устройство СУ.

В один полупериод коммутации напряжение на выходе СУ равно

$$U'_c = \sqrt{k_1^2 U_{m1}^2 + k_2^2 U_{m2}^2 + 2k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} \cos \varphi}, \quad (17)$$

где k_1 — коэффициент передачи по первому входу СУ;

k_2 — коэффициент передачи по второму входу СУ с учетом ФИ.

В другой полупериод коммутации имеем

$$U''_c = \sqrt{k_1^2 U_{m1}^2 + k_2^2 U_{m2}^2 + 2k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} \cos (\varphi + 180^\circ + \varepsilon_n)}, \quad (18)$$

где ε_n — погрешность инвертирования.

При $\varphi \neq 90^\circ$ на выходе СУ имеет место амплитудная модуляция ($U'_c \neq U''_c$) напряжения частоты ω частотой переключения Ω . Коэффициент амплитудной модуляции m при $\varphi = 90^\circ + \delta$ и $\delta \rightarrow 0$ равен

$$m = \frac{U'_c - U''_c}{U'_c + U''_c} = \frac{2W}{1 + W^2} (\delta + \varepsilon_n). \quad (19)$$

Для выделения измерительной информации на выходе СУ включена схема выделения напряжения модулирующей частоты Ω , состоящая из усилителя «несущей» U_ω и квадратичного детектора КД. Напряжение частоты коммутации Ω , выделенное КД, пропорционально

$$U_d = k_3 U_\omega^2 m \sin \Omega t, \quad (20)$$

где k_3 — коэффициент передачи КД; $U_\omega = \frac{U'_c + U''_c}{2}$ — уровень напряжения «несущей» на входе КД.

Напряжение (20) усиливается усилителем частоты коммутации U_Ω и выпрямляется фазочувствительным выпрямителем ФЧВ. Отсутствие

постоянной составляющей на выходе ФЧВ фиксируется нулевым прибором Пр.

Ток через прибор равен

$$I_{\text{пр}} = k_3 k_4 U_{\omega}^2 \frac{2W}{1 + W^2} (\delta + \varepsilon_n), \quad (21)$$

где k_4 — коэффициент усиления усилителя Y_{ω} .

Чувствительность указателя к фазовому углу при $\varepsilon_n = 0$ определяется:

$$S_{\varphi} = \frac{d |U_d|}{d \delta} = k_3 k_4 U_{\omega}^2 \frac{W}{1 + W^2}. \quad (22)$$

Согласно (21), при $\delta = 0$ и точном инвертировании напряжения U_2 ($\varepsilon_n = 0$) $I_{\text{пр}} = 0$ независимо от неравенства амплитуд ($W \neq 1$).

Неравенство амплитуд снижает чувствительность указателя. Рассмотрим, как изменяется чувствительность (22) в зависимости от значения W .

Пусть $W \gg 1$ ($U_2 \ll U_1$), тогда

$$S_{\varphi} = \frac{k_3 k_4 U_{\omega}^2}{W}. \quad (23)$$

Пусть $W \ll 1$ ($U_2 \gg U_1$), тогда

$$S_{\varphi} = k_3 k_4 U_{\omega}^2 W. \quad (24)$$

В соответствии с (23) и (24) при неравенстве амплитуд напряжений ($W \neq 1$) происходит уменьшение чувствительности схемы к фазовому углу. Поэтому наибольшей чувствительностью будет при $W = 1$.

Для получения постоянной чувствительности указателя при изменении входных напряжений при $W = 1$ уровень напряжения U_{ω} на детекторе КД вручную или автоматически поддерживается постоянным.

Так как рассмотренная схема одноканальна, то изменение параметров схемы не приводит к возникновению угловой погрешности [11].

Для индикации нулевого фазового сдвига применяются указатели на основе множительных ФЧС, в которых одно из сравниваемых напряжений предварительно поворачивается на угол 90° при помощи фазовращателя [12]. Точность индикации синфазности в этом случае в основном определяется точностью установки фазовращателем 90° сдвига.

Рассмотрим возможность исключения угловых погрешностей, обусловленных неточной установкой 90° сдвига в схемах, путем периодического замещения входных напряжений (рис. 4).

Сравниваемые напряжения через ВУ₁ и ВУ₂, АП₁ и АП₂ поданы на множительное устройство МУ. Между одним из переключателей и МУ включен фазосдвигающий четырехполюсник ФСЧ с углом сдвига, приблизительно равным 90° .

При замещении сравниваемых напряжений в один полупериод переключения на МУ поступает одно из входных напряжений (U_1), повернутое на угол сдвига четырехполюсника, и напряжение U_2 непосредственно. Выходное напряжение МУ в этом случае равно

$$U' = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\varphi + \psi + \alpha - \beta) - \cos(2\omega t + \varphi + \psi + \alpha)]. \quad (25)$$

В следующий полупериод замещения на МУ поступает напряжение (U_2), повернутое на угол сдвига ФСЧ и напряжение U_1 непосредственно. Выходное напряжение МУ составляет

$$U'' = k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\varphi - \psi - \alpha - \beta) - \cos(2\omega t + \varphi - \psi - \alpha)]. \quad (26)$$

Постоянная и переменная составляющие напряжения на выходе фильтра нижних частот ФНЧ, согласно (13) и (14), соответствуют:

$$U_0 = 2k_4 U_{m2}^2 W \cos \varphi \cos(\psi + \alpha) \cos \beta; \quad (27)$$

$$U_{\sim} = k_4 U_{m2}^2 W \sin \varphi \sin(\psi + \alpha) \cos \beta. \quad (28)$$

Для индикации синфазности напряжений U_1 и U_2 используется переменная составляющая (28). Схема выделения переменной составляющей, содержащая усилитель коммутационной частоты $У_{\omega}$, фазочувствительный выпрямитель ФЧВ и выходной прибор Пр, аналогична рис. 2. Ток через прибор равен

$$I_{пр} = k_4 k_5 U_{m2}^2 W \sin \varphi \sin(\psi + \alpha). \quad (29)$$

Как следует из (29), ток прибора принимает нулевое значение ($I_{пр} = 0$) при $\varphi = 0$ независимо от значения угла ψ . Чувствительность указателя к фазовому сдвигу вблизи $\varphi = 0$ можно определить как

$$S_{\varphi} = \frac{d|U_{\sim}|}{d\varphi} = k_4 k_5 U_{m2}^2 \sin(\psi + \alpha) \cos \beta. \quad (30)$$

Согласно (30), наибольшая чувствительность будет при $\psi = 90^\circ$.

Таким образом, отклонение угла сдвига, вносимого фазосдвигающим четырехполюсником, от 90° ($\psi \neq 90^\circ$), нестабильность нуля МУ ($\beta \neq 0$) и неидентичность преобразовательных каналов ($\alpha \neq 0$) не влияют на точность индикации.

Как видно из (30), отклонение ψ от 90° приводит лишь к некоторому снижению чувствительности указателя к фазовому углу.

Как показано в [13], возможно построение указателей нулевого сдвига фаз на основе суммирующих ФЧС (рис. 5). Входная часть схемы аналогична схеме рис. 4.

В один полупериод коммутации выходное напряжение суммирующего устройства СУ равно

$$U'_c = \sqrt{k_1^2 U_{m1}^2 + k_2^2 U_{m2}^2 + 2k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\varphi + \psi)}. \quad (31)$$

В другой полупериод коммутации после взаимного замещения сравниваемых напряжений имеем

$$U''_c = \sqrt{k_1^2 U_{m2}^2 + k_2^2 U_{m1}^2 + 2k_1 k_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\varphi - \psi)}. \quad (32)$$

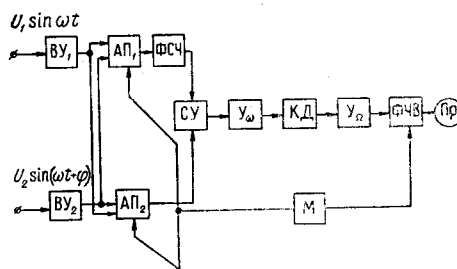


Рис. 5.

При отсутствии синфазности сравниваемых напряжений ($\varphi \neq 0$) на выходе СУ имеет место амплитудная модуляция ($U_c' \neq U_c''$) напряжения частоты ω частотой переключения Ω . Коэффициент амплитудной модуляции m при $\varphi \rightarrow 0$ и $k_1 = k_2$ равен

$$m = \frac{U_c' - U_c''}{U_c' + U_c''} \approx \frac{\varphi \sin \psi W}{1 + W^2}. \quad (33)$$

Для выделения измерительной информации на выходе СУ применена схема выделения напряжения модулирующей частоты, аналогичная рис. 3.

Ток через выходной прибор определяется

$$I_{\text{пр}} = k_3 k_4 U_\omega^2 \frac{2W}{1 + W^2} \varphi \sin \psi. \quad (34)$$

Чувствительность схемы к фазовому углу можно определить как

$$S_\varphi = \frac{d |I_{\text{пр}}|}{d \varphi} = k_3 k_4 U_\omega^2 \sin \psi \frac{W}{1 \pm W^2}. \quad (35)$$

При $\varphi = 0$, согласно (34), $I_{\text{пр}} = 0$ независимо от неравенства амплитуд ($W \neq 1$) и отклонения ψ от 90° .

Как видно из (35), отклонение ψ от 90° и неравенство амплитуд ($W \neq 1$) снижают чувствительность указателя к фазовому сдвигу. Согласно (35), наибольшей чувствительность будет при $\psi = 90^\circ$ и $W = 1$.

В рассмотренной схеме указателя невыполнение условия равенства коэффициентов передач по первому и второму входам суммирующего устройства ($k_1 = k_2$) обуславливает угловую погрешность, поэтому для работы в диапазоне частот необходимо уравнивание k_1 и k_2 [14]. Однако частотный диапазон фазовых указателей, выполненных на основе суммирующих ФЧС, значительно шире по сравнению с указателями на множительных ФЧС.

Нетрудно показать, что исчезновение амплитудной модуляции происходит также и при $\varphi = 180^\circ$, что позволяет использовать рассмотренные указатели для точной индикации противофазности двух напряжений.

ВЫВОДЫ

При коммутационном преобразовании путем периодического замещения сравниваемых напряжений или путем периодического инвертирования одного из напряжений в фазовых указателях исключаются угловые погрешности, обусловленные неидентичностью фазовых или амплитудных характеристик двух преобразовательных каналов.

В указателях 90° сдвига фаз, выполненных на основе множительных ФЧС с периодическим замещением входных напряжений, исключается погрешность из-за неравенства фазовых сдвигов, вносимых предвключенными усилителями. В указателях с периодическим инвертированием одного из напряжений исключается погрешность из-за нестабильности нуля множительной ФЧС. При коммутационном преобразовании путем периодического инвертирования одного из сравниваемых напряжений в указателях 90° сдвига фаз, выполненных на основе суммирующих

устройств, возможно построение одноканального фазового указателя, в котором исключена погрешность из-за неравенства амплитудных характеристик преобразовательных каналов.

Влияние неравенства коэффициентов передач преобразовательных каналов исключается также в указателях, выполненных на основе множительных устройств.

Для указателей синфазности (или противофазности) при использо-

1. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамберггер. Обобщенная теория мостов переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
2. В. О. Арутюнов. Фазопостоянные цепи и их применение в измерительной технике. М., Стандартгиз, 1963.
3. Л. Я. Мизюк. Електронні покажчики змінної напруги. Київ, Держтехвидав УРСР, 1960.
4. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. Я. Мизюк. Электромеханические и электронные фазометры. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.
5. M. Ryle. A New Radiointerferometer and its Application to the Observation of Weak Radio Stars.—Proc. Roy. Soc. A., 1952, v. 211.
6. Г. С. Горелик. Некоторые микрофазометрические методы в радиофизике и оптике.—Измерительная техника, 1955, № 3.
7. П. П. Орнатский, Ю. А. Скрипник, Н. Ф. Сувид. Методы и устройства для точной индикации 90° сдвига фаз.—Измерительная техника, 1960, № 8.
8. Ю. А. Скрипник, В. И. Скрипник. Методы и устройства для проверки квадратурных фазоиндикаторов.—В сб. «Контрольно-измерительная техника», вып. 2. Львов, 1966.
9. В. И. Скрипник, П. П. Орнатский, Ю. А. Скрипник. Способ измерения 90° сдвига фаз между первыми гармониками искаженных по форме напряжений.—Авторское свидетельство № 177976. Бюллетень изобретений, 1966, № 2.
10. Ю. В. Попов. Модуляционный фазовый детектор на смесительной лампе.—ПТЭ, 1960, № 3.
11. Ю. А. Скрипник, В. И. Скрипник. Высокостабильный фазоиндикатор квадратуры.—Автоматика и приборостроение (Киев), 1964, № 3 (19).
12. И. Г. Петрович. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. М., «Советское радио», 1965.
13. В. И. Скрипник, Ю. А. Скрипник. Прибор для раздельной индикации противофазности и равенства амплитуд двух синусоидальных напряжений.—В сб. «Механизация и автоматизация управления». Киев, 1966.
14. В. И. Скрипник, Ю. А. Скрипник. О влиянии неравенства амплитуд на точность нулевых индикаторов противофазности (синфазности).—В сб. «Контрольно-измерительная техника», вып. 3. Львов, 1966.

*Поступила в редакцию
21 апреля 1966 г.,
окончательный вариант —
22 ноября 1966 г.*