

583

ISSN 0136-3549

3134-3823

TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

583

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

ТРИ
'84

СИНХРОННЫЕ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Теория, схемы и применения

583

ТРИ
'84

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.317.7

СИНХРОННЫЕ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Теория,

схемы

и

применения

Электротехника и автоматика XXУП

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
Труды ТПИ № 583

СИНХРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
Теория, схемы и применения
Электротехника и автоматика XXVI

Редактор А. Бахверк

Техн. ред. М. Тамме

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 30.03.84

Подписано к печати 17.09.84

Формат 60x90/16. Печ. л. 8,25 +0,25 прил. Уч.-изд. л. 5,0

Тираж 300. МВ-08100

Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла 2/9. Зак. № 491

Цена 75 коп.

© Таллинский политехнический институт, 1984



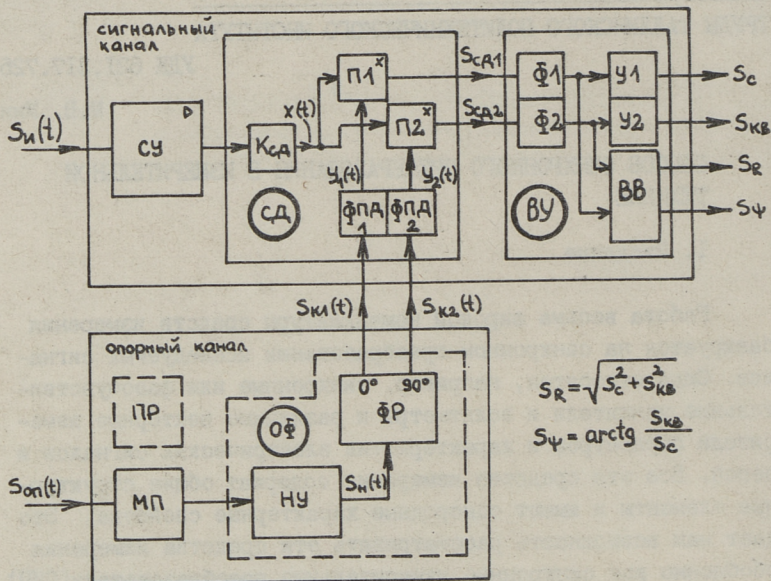
СПОСОБ СИНХРОННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
ТЕХНИКЕ

I. Введение

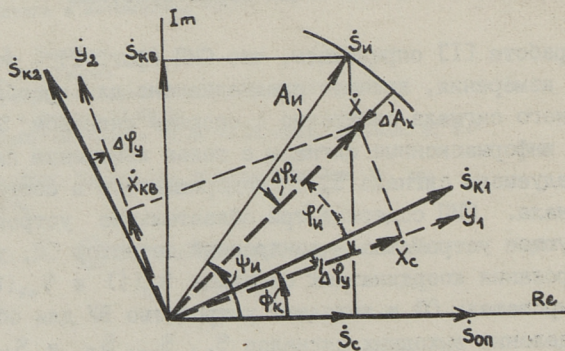
Работа весьма широкой номенклатуры средств измерения базируется на синхронном преобразовании исследуемых сигналов. Сюда относятся, например, синхронные или фазочувствительные усилители и вольтметры и различные векторные измерители параметров и характеристик электрических сигналов и цепей. Все эти средства измерения содержат общие структурные элементы и имеют однородные характерные свойства. Это дает нам возможность рассматривать эти средства измерения обобщенно как синхронные измерительные преобразователи (СИП), которые в каждом конкретном случае дополнены некоторыми специальными устройствами.

2. Понятие СИП и его общая характеристика

По работе [1] определяем, что СИП (фиг. 1) - это такое средство измерения, которое предназначено для преобразования входного сигнала синхронно с опорным сигналом $S_{оп}(t)$ в выходные информационные сигналы с целью измерения параметров исследуемого сигнала $S_{и}(t)$, содержащегося в составе входного сигнала. СИП содержит три обязательные устройства: преобразующее устройство - синхронный детектор СД, устройство формирования координатных сигналов $S_{к1}(t)$ и $S_{к2}(t)$ - опорный формирователь ОФ и выходное устройство ВУ для образования и выделения выходных сигналов S_c , $S_{кв}$, S_R и S_{ψ} . Отметим, что синхронность преобразования заключается именно в том, что оно происходит синхронно с опорным сигналом, а не в том, что частоты исследуемой компоненты входного сигнала и опорного сигнала совпадают [2], поскольку в некоторых слу-



Фиг. 1. Обобщенная структура синхронного измерительного преобразователя (СИП).



Фиг. 2. Векторная диаграмма сигналов, действующих в СИП.

чаях, например, при анализе гармоник исследуемого сигнала, они отличаются друг от друга.

В общем случае СИП состоит из сигнального и опорного каналов (фиг. 1). В сигнальном канале происходит обработка исследуемого сигнала $S_{и}(t)$. Он содержит сигнальный усилитель СУ, двухканальный синхронный детектор СД и выходное устройство ВУ. Основной узел - СД представлен схемой замещения, которая состоит из масштабного звена с передачей $K_{СД}$, двух множителей П1 и П2, и двух формирователей ФЦД1 и ФЦД2 для выработки преобразующих действий $Y_1(t)$ и $Y_2(t)$ из квадратурных координатных сигналов $S_{к1}(t)$ и $S_{к2}(t)$. Выходное устройство содержит фильтры Ф1 и Ф2 для выделения информационных сигналов и усилители У1 и У2 для получения выходных сигналов S_c и $S_{кв}$, которые являются оценками значений синфазной и квадратурной составляющих -

$$S_c = \widehat{A_{и} \cos \psi_{и}} \quad (1)$$

и

$$S_{кв} = \widehat{A_{и} \sin \psi_{и}} \quad (2)$$

исследуемой гармонической составляющей

$$S_{и}(t) = A_{и} \sin(\omega t + \psi_{и}) \quad (3)$$

входного сигнала. Векторный вычислитель ВВ вырабатывает выходные сигналы:

$$S_R = \sqrt{S_c^2 + S_{кв}^2} = \widehat{A_{и}} \quad (4)$$

и

$$S_{\psi} = \arctg \frac{S_{кв}}{S_c} + n\pi = \widehat{\psi_{и}}, \quad (5)$$

которые являются оценками амплитуды (модуля) $A_{и}$ и фазы $\psi_{и}$ (фиг. 2) исследуемого сигнала (3).

Отметим, что СД может быть построен по одноканальной схеме и ВУ может содержать лишь один фильтр Ф и усилитель У, и векторный вычислитель ВВ может отсутствовать.

Опорный канал содержит, в первую очередь, свой важнейший узел - опорный формирователь ОФ координатных сигналов, который представлен схемой замещения (фиг. 1), состоящей из нормирующего устройства НУ и фазорасщепителя ФР. НУ необходимо для получения нормированного сигнала $S_{н}(t)$ с

определенного формой, амплитудой и фазой, соответствующего полезной составляющей

$$S'_{\text{он}}(t) = A_{\text{он}} \sin \omega t \quad (6)$$

сигнала $S_{\text{он}}(t)$ с неопределенной формой и уровнем, действующим на опорном входе СИП. ФР необходим для получения взаимно квадратурных координатных сигналов $S_{\text{к1}}(t)$ и $S_{\text{к2}}(t)$, управляющих работой СД.

Конкретные решения ОФ могут существенно варьироваться, и в состав опорного канала могут войти также различные вспомогательные узлы, например, масштабные преобразователи МП, переключатели режимов ПР, фазовращатели ФВ и т.д.

Векторная диаграмма на фиг. 2 характеризует работу СИП с гармоническими сигналами. Характерным является то, что вследствие погрешностей, появляющихся в реальных узлах СИП, выходные сигналы $S_{\text{с}}$ (1), $S_{\text{кв}}$ (2), S_{R} (4) и S_{ψ} (5), которые определяются относительно векторов \dot{y}_1 и \dot{y}_2 (фиг. 2):

$$S_{\text{с}} = |\dot{x}_{\text{с}}| = |\dot{x}| \cos \varphi_{\text{и}}, \quad (7)$$

$$S_{\text{кв}} = |\dot{x}_{\text{кв}}| = |\dot{x}| \sin \varphi_{\text{и}}, \quad (8)$$

$$S_{\text{R}} = |\dot{x}| = \sqrt{|\dot{x}_{\text{с}}|^2 + |\dot{x}_{\text{кв}}|^2}. \quad (9)$$

$$S_{\psi} = \arctg \frac{|\dot{x}_{\text{кв}}|}{|\dot{x}_{\text{с}}|} = \varphi_{\text{и}}, \quad (10)$$

ошибочно оценивают значения синфазной и квадратурных составляющих $|\dot{S}_{\text{с}}|$; $|\dot{S}_{\text{кв}}|$, а также модуля $|\dot{S}_{\text{и}}| = A_{\text{и}}$ и фазы $\psi_{\text{и}}$ вектора $\dot{S}_{\text{и}}$ исследуемого сигнала $S_{\text{и}}(t)$ (3), который определяется в системе координат, определенной вектором $\dot{S}'_{\text{он}}$ полезной составляющей $S'_{\text{он}}(t)$ (6) опорного сигнала.

Поворот координатной системы от положения, определенного вектором $\dot{S}'_{\text{он}}$ опорного сигнала, обусловлен следующими обстоятельствами. Во-первых, существует ошибка фазировки $\Phi_{\text{к}}$ векторов $\dot{S}_{\text{к1}}$ и $\dot{S}_{\text{к2}}$ координатных сигналов $S_{\text{к1}}(t)$ и $S_{\text{к2}}(t)$, которые предназначены для представления координатной системы, определенной опорным сигналом $S_{\text{он}}(t)$. Ошибка фазировки $\Phi_{\text{к}}$ характеризует качество работы опорного канала. Кроме того, существует какой-то фазовый сдвиг $\Delta \varphi_{\text{у}}$ между

непосредственными преобразующими действиями $Y_1(t)$ и $Y_2(t)$ и координатными сигналами $S_{K1}(t)$ и $S_{K2}(t)$ и соответствующими координатными системами $\dot{Y}_1; \dot{Y}_2$ и $\dot{S}_{K1}; S_{K2}$ (фиг. 2). Фазовый сдвиг $\Delta\varphi_y$ характеризует качество работы цепей управления СД, которые в схеме замещения СД (фиг. 1) представлены формирователями преобразующих действий ФПЦ1 и ФПЦ2. В результате вышеописанные несовершенства способны вызывать поворот действующей координатной системы на фазовый сдвиг $\Phi_K + \Delta\varphi_y$ относительно исходного положения.

Отметим, что в реальных СИП имеет место еще погрешность квадратурности координатной системы, которая не принята во внимание при составлении векторной диаграммы на фиг. 2, поскольку она относительно мала (порядка 0,01... 0,10) у современных СИП дискретного действия.

Сигнал $X(t)$, действующий непосредственно на входах перемножителей П1 и П2 в схеме замещения СД (фиг. 1), также не соответствует точно исследуемому сигналу $S_n(t)$. Погрешности появляются как в сигнальном усилителе СУ [3; 4], так и в сигнальных цепях СД [4], которые в схеме замещения СД (фиг. 1) представлены пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $K_{СД}$. Это несоответствие характеризуется на фиг. 2 отклонением вектора X от вектора \dot{S}_n как по фазе (погрешность $\Delta\varphi_x$), так и по длине (погрешность ΔA_x).

Существует еще целый ряд источников погрешностей СИП, например, нелинейности сигнального усилителя и синхронного детектора, амплитудно-фазовая конверсия, погрешности выходного устройства и векторного вычислителя и т.д., некоторые из которых будут рассмотрены в настоящем сборнике.

3. Некоторые специфические погрешности, характерные для современных СИП

3.1. Погрешности преобразования, обусловленные релейным характером работы СД. Как правило, современные СИП [5; 6; 7] построены на основе ключевых (релейных) СД, которые по точности и динамическому диапазону имеют явное преимущество перед СД непрерывного действия. Но в то же время к ключевым СД, работающим под управлением меандровых сигналов, свойственен существенный недостаток — они чувстви-

тельны к нечетным высшим гармоникам исследуемого сигнала [2].

Очевидно, что традиционные СИП с релейными СД совсем не пригодны для спектральных исследований и для анализа гармоник и нелинейных искажений, но серьезные проблемы возникают практически всегда, когда мы не можем быть полностью уверены в том, что исследуемый сигнал является чисто гармоническим. Известно, что СИП калиброваны [8] по эффективному значению гармонического сигнала, но каждая нечетная гармоника прибавляет свою долю в результат преобразования. Проблема состоит при этом в том, что весьма трудно учитывать влияние нечетных гармоник даже в таком случае, если известны амплитуды всех отдельных высших гармоник, поскольку их доля в выходных сигналах СИП зависит, кроме амплитудных значений, также и от их фазовых соотношений.

Чувствительность к нечетным гармоникам усложняет работу СИП и в условиях некогерентных сосредоточенных помех [9]. Приведем конкретный пример - при частоте $f_{и} = 100$ Гц исследуемого сигнала существует гармоническая помеха на частоте $f_{и} = 10$ кГц. Каналы чувствительности релейного СД находятся, среди всех остальных, и на частотах 9,9 и 10,1 кГц, которые на ± 100 Гц отличаются от частоты помехи. Поэтому помехой на выходе СД вызывается составляющая с частотой 100 Гц, которая уже при нестабильности частоты помехи в пределах ± 1 % может уменьшаться до нуля. Тем самым получаются нестабильные выходные сигналы СИП, причем совсем нелегко убедиться в том, что источниками нестабильностей являются не изменения информационных параметров - амплитуды $A_{и}$ и фазы $\psi_{и}$ исследуемого сигнала (3), а именно нестабильности частоты помехи.

Дополнительные проблемы появляются в связи с нечетными гармониками при векторных измерениях. Во-первых, высшие гармоники вносят разные доли в выходные сигналы S_c и $S_{кв}$, которые зависят не только от амплитуд и фаз гармоник, но и от фазового угла $\psi_{и}$ исследуемого сигнала (3) относительно опорного сигнала (6). Поэтому неточно работает и векторный вычислитель ВВ (фиг. 1). Например, в случае меандрового входного сигнала

$$S_{вх}(t) = \text{sign} [\sin(\omega t + \psi_{и})], \quad (II)$$

который содержит исследуемый сигнал

$$S_{и}(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega t + \psi_{и}), \quad (I2)$$

ВВ вычисляет сигнал $S_R(4)$, уровень которого, в зависимости от значения $\psi_{и}$, может получить значения, отличающиеся друг от друга до $\sqrt{2}$ раз [7]. Таким же образом получает ложные значения и сигнал $S_{\psi}(5)$.

На основе вышесказанного становится ясным, почему в последних моделях СИП уделяют внимание на подавление нечетных гармоник [4, 6, 7, 9, 10].

3.2. Погрешности преобразования, обусловленные пороговым элементом на входе опорного канала. У современных СИП, как правило, нормированный сигнал $S_{н}(t)$ формируется из сигнала, действующего на входе опорного канала (фиг. 1), при помощи порогового нормирующего устройства НУ, реагирующего на моменты прохождения сигнала через определенные уровни. Как известно из литературы по вопросам фазометрии [11], такому способу формирования нормированного сигнала $S_{н}(t)$ свойственны погрешности фазировки Φ_k (фиг. 2), если полезный опорный сигнал (6) сопровождается помехами или же его форма отклоняется от гармонической [1]. Показано, например, что 1 % высших гармоник в опорном сигнале способен вызывать погрешность фазировки до $\max \Phi_k \approx 1,2^\circ$, причем конкретное значение Φ_k зависит от фазовых соотношений гармоник [11]. Поэтому относительно высокая номинальная фазовая точность лучших СИП (погрешность порядка $0,2 \dots 0,5^\circ$) не реализуется в практических условиях работы, при которых всегда существуют какие-то помехи, наводки и искажения сигналов.

Относительные погрешности преобразования, отражающиеся в уровнях выходных сигналов $S_c(1)$ и $S_{кв}(2)$, имеют следующие выражения [1]:

$$\gamma_c = 1 - \cos \Phi_k - \operatorname{tg} \psi_{и} \sin \Phi_k, \quad (I3)$$

$$\gamma_{кв} = 1 - \cos \Phi_k + \operatorname{ctg} \psi_{и} \sin \Phi_k, \quad (I4)$$

из которых видно, что погрешности (I3) и (I4) зависят не только от ошибки фазировки Φ_k , но и от фазы $\psi_{и}$ исследуемого сигнала (3). Например, при $\psi_{и} = 85^\circ$ погрешность фазировки $\Phi_k = 1^\circ$ вызывает погрешность преобразования $\gamma_c \approx 20\%$. Этот

пример наглядно иллюстрирует важность высокой фазовой точности при векторных измерениях.

Для повышения точности фазировки координатных сигналов и улучшения подавления помех и высших гармоник по опорному входу предлагается использовать систему фазовой автоподстройки (ФАП) третьего порядка [1] с фазовым детектором, нечувствительным к гармоникам опорного сигнала. Достигается основная погрешность фазировки не более $\pm 0,1^\circ$, и это даже при помехах, достигающих уровня полезного опорного сигнала [1].

Интересно отметить, что в монографии [12], изданной в 1961 г., делается вывод, что вряд ли может быть в будущем достигнуто определение модуля и фазы с погрешностями соответственно 1% и 1° , в частности, при наличии нелинейных искажений сигналов. Если иметь в виду вышеуказанный недостаток традиционных СИП, нет необходимости сомневаться в основательности этого вывода, но новейшие решения СИП [1; 4; 6; 7; 10] уже в настоящее время позволяют реализовать синхронное преобразование с такой точностью в условиях нелинейных искажений и помех как на сигнальном, так и на опорном входах.

4. Цифровые методы детектирования и обработки результатов

Цифровые методы и системы фазовой синхронизации и детектирования достаточно широко распространены в системах связи, радио- и гидролокации, при анализе звука и т.д. [13; 14; 15]. В подобных системах, однако, требования к синхронным преобразователям существенно отличаются от требований в векторметрии: сигналы связи сравнительно узкополосные, в связи и локации превалируют требования к фазе, а в звукоанализаторах к амплитуде и т.д. Поэтому весьма проблематичны попытки прямого переноса в области векторметрии многих приемов из вышеуказанных областей, как например, применение для выделения квадратурных составляющих гильбертовых фильтров [19; 20] или же использование глубокой предфильтрации входного сигнала (с наклоном подавления 30...40 дБ/октаву) и т.п. Поэтому целесообразно вы-

разить определенную осторожность при оценке многообещающих результатов работ некоторых авторов [16; 17; 18].

Первым этапом в чисто цифровом синхронном преобразователе является аналого-цифровое преобразование входного сигнала на выходе предусилителя. В настоящее время многие фирмы выпускают интегральные А/Ц-преобразователи со временем преобразования 10...100 нс при разрядности 8...10 бит. Это вполне достаточно для рабочих частот синхронного преобразователя до 1 МГц с учетом необходимости заполнения отсчетов в пределах периода. Однако основная цифровая обработка в преобразователе должна прямо или косвенно реализовать дискретное преобразование Фурье, поэтому наиболее удобны алгоритмы из семейства быстрого преобразования Фурье (БПФ). В измерительных синхронных преобразователях вычисляются лишь отдельные гармоники спектра и реализовать вычисления наиболее целесообразно на универсальных сигнальных процессорах, а в особенности на специальных ВИС-ах для БПФ. Основными проблемами выявляются необходимое, но ограниченное быстродействие, существенно возрастающее при увеличении числа цифровых отсчетов N за период (пропорционально $\frac{N}{2} \log_2 N$), а также и погрешности, обусловленные ограниченной длиной слова в расчетах и нелинейностью А/Ц-преобразователя. Известны, конечно, конвейерные (поточные) принципы построения параллелизованных вычислительных устройств [14] для ускоренной обработки алгоритма, однако, рост быстродействия окупается значительным ростом объема вычислительных средств.

Роль постфильтрации в измерительных синхронных преобразователях весьма существенна для подавления возможных помех измерительного канала, которые могут иметь как явно гармонический характер (помехи сети, радиостанций, высокочастотных установок), так и непериодически импульсный (случайный) характер. Простой усредняющий фильтр (текущее среднее значительного количества периодов) легко реализуется и удовлетворительно подавляет случайные шумы, однако он мало эффективен для подавления гармонических помех неизвестной частоты. Поэтому для эффективного подавления всех видов помех нужны более сложные фильтры, но их реализация на универсальных микропроцессорах занимает много машинного времени. Реализацию таких алгоритмов даже на интегральных сиг-

нальных процессорах ограничивает частотный диапазон преобразователя несколькими десятками килогерц при работе в реальном времени. Поэтому чаще встречаются сравнительно простые алгоритмы постфильтрации.

Построение цифровой системы фазовой синхронизации опорной частоты, определяющей моменты отсчетов А/Ц-преобразователей, имеет в измерительных синхронных преобразователях наибольшее сходство с используемыми в технике связи системами, хотя и здесь требования к допустимым остаточным погрешностям заметно выше.

В итоге следует отметить, что при современных требованиях к качественным показателям в векторметрии чисто цифровые реализации измерительных синхронных преобразователей на распространенных микропроцессорах или на специализированных БИС (сигнальные процессоры, БИС-ы для БПФ) не могут обеспечить рабочих частотных диапазонов выше нескольких десятков килогерц, поэтому при повышенных частотах наиболее перспективными представляются гибридные (дискретные) реализации.

5. Выводы

- чувствительность ключевых синхронных детекторов к высшим нечетным гармоникам исследуемого сигнала продолжает быть актуальной проблемой и в настоящий этап развития синхронных измерительных преобразователей;

- незащищенность к помехам и нелинейным искажениям по опорному входу является существенным недостатком современных СИП с традиционным решением опорного канала;

- использование системы ФАП третьего порядка в качестве опорного формирователя координатных сигналов позволяет примерно на порядок улучшить фазовую точность синхронного преобразования в реальных условиях эксперимента;

- цифровые методы синхронного преобразования заслуживают особого внимания, но при этом целесообразно учесть, что прямой перенос общих методов цифровой обработки сигналов к цифровому синхронному преобразованию в измерительной технике может оказаться неприемлемым.

Л и т е р а т у р а

1. М и н М.В. Помехоустойчивость и динамика фазовых процессов в синхронных измерительных преобразователях. Автореф. дис. ... канд. техн. наук. - Киев, КПИ, 1984. - 18 с.

2. Д е х т я р е н к о П.И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. - Киев. Техника, 1964. 314 с.

3. П а р в е Т.Э. Предусилитель для синхронных измерительных преобразователей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1978, № 457, с. 65-73.

4. П а р в е Т.Э., Л а н д Т.Э., Л и п п и н г К.К. Вопросы разработки измерительного канала векторвольтметра дискретного действия. См. наст. сб. с. 17-27.

5. B l a i r D.P., S y d e n h a m P.H. Phase-sensitive detection as a means to recover signals buried in noise. - J. Phys. E: Scientific Instruments, 1975, vol. 8, p. 621-627.

6. M e a d e M.L. Advances in lock-in amplifiers. - J. Phys. E: Sci. Instrum., 1982, vol. 15, p. 395-403 / Пер. на рус.: Приборы и элементы автоматки и вычислительной техники / Экспресс-информация, 1983, № II, реферат № 33, с. I-15.

7. F i s h e r E.H. Lock-in amplifiers obtain measurements if there's more noise than signal. - Laser Focus, November 1977, p. 82-88.

8. П е т е р с о н Я.В., Т р у м м Т.В. Средства технического контроля векторвольтметров. См. наст. сб. с. 49-62.

9. Dynatrac model 393 lock-in amplifier - a unique tool for the measurement of noisy signals. - ITHACO information IPS 120. Ithaca (USA), 1983. 12 p.

10. S a l z K., F r e i l i c h A. Phase-angle voltmeter solve noise problem. - Electronic Design News (EDN), June 1981, N 12, p. 113-121.

11. Г а л а х о в а О.П., К о л т и к Е.Д., К р а в ч е н к о С.А. Основы фазометрии. Л., Энергия, 1976. 256 с.

12. Д е х т я р е н к о П.И. Экспериментальные значения частотных характеристик. Киев, Изд-во АН УССР, 1961. 144 с.

13. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Э. Оппенгейма. М., Мир, 1980.

14. О п п е н г е й м А.В., Ш а ф е р Р.В. Цифровая обработка сигналов. М., Связь, 1979.

15. Ка п п е л и н и В., К о н с т а н т и н и д и с А. Дж., Э м и л и а н и П. Цифровые фильтры и их применение. - М., Энергоатомиздат, 1983.

16. А л л е с , Х и г г и н с. Программная реализация многоканального синхронного детектора на базе мини-ЭВМ. Приборы для научных исследований, 1973, № II, с. 99-104.

17. М о ш о F., R a n i e r i G.A., S o t g i u A., T e r e n z i M. Microcomputer based phase sensitive detector. - J. Phys. E: Sci. Instrum., 1981, vol. 14, N 11, p. 1253-1256.

18. S a n i i e G., L u u k k a l a M. Digital phase detection based on in-phase and quadrature sampling. - J. Phys. E: Sci. Instrum., vol. 16, 1983, N 1, p. 606-607.

19. А р р о И.О. Дискретизация полосового сигнала. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 540, с. 3-10.

20. А р р о И.О. Принципы построения цифровых квадратурных детекторов. - В кн.: Цифровая обработка сигналов / Тез. докл. республ. науч.-техн. конф., посвященной Дню радио. Таллин, 1983, с. 5-8.

The Lock-in Technology
in Measuring Devices

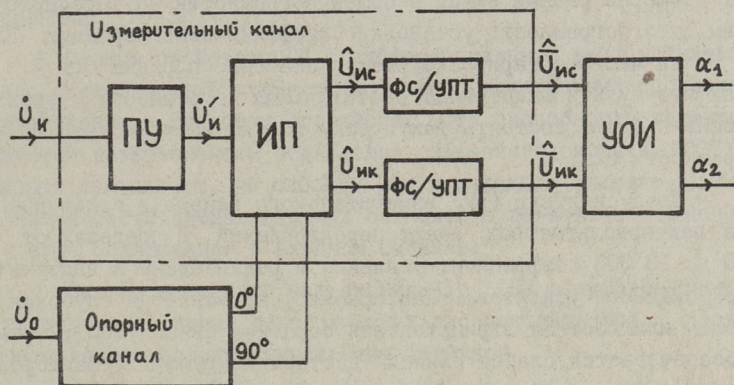
Summary

The exact formulation of the lock-in (synchronous) converter (LIC) conception and its generalized structure are given in this paper. The functioning peculiarities of the LIC are characterized, the main error sources of the contemporary LIC are found out and the main developing ways of the lock-in technology are given.

Т.Э. Парве, Р.Э. Ланд, К.К. Липпинг

ВОПРОСЫ РАЗРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА
ВЕКТОРВОЛЬТМЕТРОВ ДИСКРЕТНОГО ДЕЙСТВИЯ

При разработке измерительного канала векторвольтметров дискретного действия разработчикам приходится решать много вопросов, связанных либо вообще с проблематикой векторвольтметрии, либо с особенностями векторвольтметрии при наличии в измерительном канале узлов дискретного действия. В данной



Фиг. 1. Структура векторвольтметра с преобразованием измеряемого сигнала по синфазному и квадратурному составляющим относительно опорного сигнала.

ПУ - предусилитель, ИП - измерительный преобразователь составляющих постоянного тока, ФС/УПТ - сглаживающий фильтр-усилитель, УОИ - устройство обработки измерительной информации в выходные сигналы α_1 и α_2 .

статье подлежат рассмотрению некоторые проблемы обеспечения точности измерительного канала, состоящего в общем случае из включенных последовательно (фиг. 1) предусилителя (ПУ), устройства измерительного преобразования (ИП) синфазного и квадратурного (относительно опорного сигнала) составляющих, сглаживающего фильтра-усилителя постоянного тока

(ФС/УПТ) и устройства обработки измерительной информации (УОИ) [1]. Последнее может быть выполнено достаточно точно на базе микропроцессорной техники и относящиеся к нему вопросы в данной статье не рассматриваются.

Рассмотрим точностные свойства ПУ, ИП и ФС/УПТ, учитывая требования, предъявляемые к ним в случае, когда коэффициент передачи измерительного канала (ИК) в целом должен достигать значение порядка 1 000 000, чему соответствует поддиапазон измерения 1 мкВ при номинальном выходном сигнале ИК, равном 1 В. При этом предположим, что диапазон рабочих частот ИК простирается от 10 Гц до 1 МГц, а приведенная погрешность преобразования должна иметь значение порядка 1 %. Принимаем также за основу, что аддитивные составляющие погрешности скомпенсируемы с требуемой точностью и все включенные в ИК последовательно звенья имеют примерно равный вклад в общей погрешности ИК. Предположим, что погрешность установки коэффициентов передачи ПУ и ИП на частоте тарировки имеет значение порядка 0,1 %, так что мультипликативная составляющая погрешности этих звеньев будет состоять фактически только из частотной погрешности [2].

Предусилители (ПУ) измерительного канала в большинстве векторвольтметрах имеют переключаемый в пределах от 10 до 10 000 коэффициент усиления и реализованы в виде многокаскадного усилителя. Как правило, применяется глубокая общая или местная отрицательная обратная связь (ООС), чем обеспечивается слабое влияние дестабилизирующих факторов на точность коэффициента передачи ПУ [3].

Сложной является проблема обеспечения требуемой точности в низкочастотной и в высокочастотной областях рабочего диапазона частот. В низкочастотной области частотную погрешность вносят входные и междукаскадные развязывающие цепи. Для уменьшения вносимых ими фазовых погрешностей целесообразно ввести в опорный канал звенья с максимально схожими фазочастотными характеристиками. В высокочастотной области вопрос стоит более остро, поскольку появляется влияние относительно нестабильных паразитных параметров многих элементов. В теоретическом плане тоже отсутствует глубоко обоснованный подход к выбору вида передаточной

функции (ПФ) ПУ. Для одиночных усилителей этот вопрос нашел некоторое рассмотрение [4] без учета частотных свойств других звеньев измерительного канала.

Таким образом, стал общепринятым путь реализации ПУ со значительными резервами в частотной области, и включения в измерительный и опорный каналы компенсирующих звеньев, сопровождаемый значительными затратами аппаратурных средств и энергии. Так, например, для обеспечения компенсации фазовых сдвигов между каналами с точностью порядка $0,1^\circ$ при частотной погрешности АЧХ порядка 1 % на частоте 1 МГц, полоса пропускания предусилителя должна достигать частоты порядка 10 МГц. При этом требуется способность выходных каскадов усилителя работать в условиях больших сигналов. Поэтому последнее требование далеко не всегда удается выполнить, появляется необходимость индикации о наличии вызывающих перегрузку ПУ высокочастотных составляющих в составе входного сигнала.

Особым свойством ПУ с дифференциальным входом является его способность подавлять синфазные (идентичные) составляющие сигналов на обоих его входах. Эта способность характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), который показывает, во сколько раз в выходном сигнале ПУ синфазная составляющая входных сигналов ослаблена в сравнении с его содержанием в входном сигнале.

Вектор выходного напряжения $\dot{U}_{\text{вых}}$ ПУ с дифференциальным входом для случая гармонических входных сигналов, имеющих одинаковую частоту, выражается формулой

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{K}_{\text{пу}} \cdot \dot{U}_{\text{вхд}} + \dot{K}_{\text{пу}} \cdot \dot{K}_{\text{осс}} \cdot \dot{U}_{\text{вхс}}$$

где $\dot{K}_{\text{пу}}$ — коэффициент передачи ПУ для дифференциального сигнала;

$\dot{K}_{\text{осс}}$ — коэффициент ослабления синфазного составляющего сигнала в ПУ;

$\dot{U}_{\text{вхд}}$ — дифференциальная (разностная) составляющая сигнала на входах ПУ;

$\dot{U}_{\text{вхс}}$ — синфазная (идентичная) составляющая сигналов на входах ПУ.

Все величины, входящие в формулу для $\dot{U}_{\text{вых}}$, являются комплексными. Составляющие напряжений следует при этом вы-

ражать относительно вектора опорного сигнала векторвольтметра, считаемого вещественным.

Для упрощения оценки, обусловленной конечным значением КОСС в реальном ПУ погрешностей измерения модуля вектора можно пользоваться скалярными величинами. Для наихудшего случая

$$U_{\text{Вых}} = K_{\text{пу}} U_{\text{Вхг}} + K_{\text{пу}} \cdot K_{\text{ОСС}} \cdot U_{\text{Вхс}},$$

где относительная погрешность выходного сигнала, обусловленная синфазной составляющей $U_{\text{Вхс}}$ входного сигнала

$$\gamma_{\text{с}} = \frac{U_{\text{Выхс}}}{U_{\text{Выхг}}} = \frac{K_{\text{пу}} \cdot K_{\text{ОСС}} \cdot U_{\text{Вхс}}}{K_{\text{пу}} U_{\text{Вхг}}} = \frac{U_{\text{Вхс}}}{U_{\text{Вхг}}} \cdot K_{\text{ОСС}}.$$

Практически достигнут уровень КОСС порядка 120 дБ. Это значит, что погрешность выходного напряжения ПУ, обусловленная наличием синфазной составляющей той же частотой, в 10000 раз большей, чем измеряемый дифференциальный сигнал, равна приблизительно 1 %, чего для большинства случаев практически достаточно.

Однако КОСС имеет такое большое значение только в среднечастотной области рабочего диапазона частот ПУ, или же около частоты, на которой была осуществлена наладка ПУ в части КОСС. Зависимость КОСС от частоты в рабочей области частот обычно не очень сильная и приблизительно описывается зависимостями первого порядка. Но из-за значительной ширины рабочей области частот (от 10 Гц до 1 МГц, например, 5 декад) КОСС сильно меняется уже в ее пределах. При этом необходимо учитывать, что КОСС является комплексной величиной. Это усложняет нахождение аналитических описаний погрешностей измерения вектора от синфазного сигнала, имеющего ту же частоту, что и измеряемый дифференциальный сигнал. Относительно синфазных помех, которые не являются когерентными с опорным сигналом, вопрос стоит менее остро, так как их влияние на результат измерения значительно ослаблено из-за селективности ИП относительно некогерентных составляющих сигнала.

Устройство синхронного измерительного преобразователя (ИП) синфазного и квадратурного составляющих измеряемого сигнала почти во всех современных векторвольтметрах построено на базе управляемых цепей с дискретными значениями коэффициента передачи [1]. Такие ИП имеют относительно высокую временную и температурную стабильность коэффициента передачи

при умеренной сложности. Однако им свойственны и ряд недостатков, основными из которых являются чувствительность к высшим гармоникам, смещение нуля выхода и ограниченный диапазон рабочих частот [5].

Чувствительность к высшим гармоникам может быть учтена [6], либо могут быть приняты меры для понижения чувствительности ИП к ним [1]. Возможно применение предфильтрации, преобразования частот и квазигармонического преобразования. В последнем случае могут быть применены разные аппроксимации [7] и схемотехнические решения [8, 9, 10]. Чувствительность таких ИП к высшим гармоникам определяется кроме применяемой аппроксимации еще и свойствами опорного канала [5], но в остальной части они являются самыми точными среди перечисленных видов ИП.

Смещение нуля выхода, увеличивающееся при возрастании рабочей частоты, может быть частично скомпенсировано [5], но если этого недостаточно, понижено путем использования преобразования на промежуточную частоту [1]. Возможно и применение относительно простого варианта преобразования с фазовой манипуляцией одного из входных сигналов узла синхронного преобразования, однако, при этом следует учитывать, что может появиться значительная чувствительность к побочным составляющим входного сигнала [11].

Диапазон рабочих частот у ИП дискретного действия обычно не превышает 200 кГц. Однако он может быть значительно расширен в случае, когда управляющие ИП сигналы имеют практически ту же частоту, что и опорный сигнал, с коэффициентом заполнения 0,5 [9] или мало отличающимся от этого [10].

Для определения предельно достижимых частотных свойств квазигармонических ИП дискретного действия рассмотрим частотную погрешность ИП меандрового действия для режима синхронного выпрямления, синфазного с опорным гармонического сигнала $u_n(t) = U_{nm} \cdot \sin \omega t$. Предположим, что в течение промежутка времени t_n , симметрично расположенного относительно момента начала полупериода выпрямляемого сигнала, полезный сигнал через управляемую ключами часть схемы на усреднение не поступает. В таком случае среднее значение выпрямленного сигнала на промежутке $t = 0 \dots \frac{1}{4} T$ (где $T = \frac{2\pi}{\omega}$ - период сигнала) описывается выражением

$$\hat{U}_и = \frac{1}{\frac{1}{4}T} U_{иm} k \int_{\frac{1}{2}t_n}^{\frac{1}{4}T} \sin \omega t \cdot dt = K_g \cdot \cos \pi t_n f \cdot U_{иm},$$

где k - коэффициент передачи ИП по мгновенному значению сигнала;

K_g - коэффициент передачи ИП по эффективному значению входного сигнала ($K_g = \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi} k$).

Следовательно, АЧХ ИП с учетом только t_n имеет форму косинусоиды

$$K_g(f) = K_g \cdot \cos \pi t_n f,$$

а частотная погрешность

$$\gamma_k(f) = \frac{K_g(f) - K_g}{K_g} = \cos \pi t_n f - 1.$$

Принимая $\cos \pi t_n f = 1 - \frac{1}{2} \cdot (\pi t_n f)^2$, получаем

$$\gamma_k(f) = -\frac{1}{2} \cdot (\pi t_n \cdot f)^2 \approx -5 t_n^2 \cdot f^2.$$

Для случая применения управляющих сигналов от быстродействующих ТТЛ-схем и р-канальных полевых транзисторов в качестве ключей, $t_n = 10$ нс и частотная погрешность от этого на рабочих частотах до 1 МГц не превышает 0,05 %. Видимо, более грубые погрешности могут появиться за счет частотных свойств весовых цепей. Так, например, в случае применения в них резисторов с сопротивлением порядка 10 кОм, суммарная шунтирующая емкость 1 пФ вызывает фазовый сдвиг тока через весовую цепь порядка 3° на частоте 1 МГц. Эту частотную погрешность можно частично скомпенсировать соответствующей коррекцией ПУ, однако при этом значительно растет сложность наладки измерительного канала в целом.

Фильтрующую часть ИП, а особенно ИП с применением фазовой манипуляции, целесообразно реализовать в виде синхронного интегратора. Это позволяет достичь время измерения, равное постоянной времени T интегратора в случае, когда длительность времени интегрирования равна T . В этом случае всю выходную часть ИП можно рассматривать как устройство, состоящее из схемы выборки и хранения и из устройства квантования и дискретизации сигнала (в случае последующего АЦП).

В выходном сигнале такой системы могут появиться биения из-за наличия в фильтруемом сигнале составляющих, частота которых выше частоты, определяемой теоремой Шенноне-

Котельникова, если процесс квантования не синхронизирован с сигналом, вызывающим биение. Поскольку обычно частота квантования выбрана относительно низкой и подобная синхронизация отсутствует, проблема биений весьма существенная.

Из входного сигнала синхронного интегратора, представляющего из себя смесь полезного сигнала и различных помех, интегратором следует выделить полезный сигнал в виде постоянной составляющей. Для оценки способности интегратора подавлять помехи рассмотрим случай наличия гармонической помехи

$$f(t) = \sin(\omega t + \varphi).$$

где A - амплитуда гармонической помехи (ГП);

ω - круговая частота (ГП);

φ - начальная фаза между сигналом и начальным моментом квантования.

На выходе интегратора эта помеха появляется в виде сигнала

$$\begin{aligned} u_i(t) &= \frac{1}{T_i} \int A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot dt = \\ &= -\frac{A}{\omega T_i} \cos(\omega t + \varphi) = \\ &= -A \frac{T}{T_i} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi\right), \end{aligned}$$

где T_i - постоянная времени интегратора;

T - длительность периода сигнала помехи.

Предполагаем, что после каждого отсчета интегратор возвращается в начальное (нулевое) состояние. Если отсчеты принимаются с частотой f_k (частота квантования), ряд значений отсчетов описывается формулой

$$s_n = -A \cdot \frac{T}{T_i} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \cos\left[\frac{2\pi}{T}(t_{n-1} + T_k) + \varphi\right],$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$

и $t_0 = 0$,

а T_k - период квантования ($T_k = \frac{1}{f_k}$).

Для разных соотношений частоты сигнала помехи f и частоты квантования f_k из последней формулы можно сделать следующие ниже выводы.

Если соотношение f/f_k целое число, то аргумент косинуса равен $(m \cdot 2\pi + \varphi)$, где $m = \frac{T_k}{T}$. Следовательно, погрешность квантования зависит только от начальной фазы φ . Если $\varphi = \pm \pi/2$, то эта погрешность равна 0, а если $\varphi = 0$ или

$\varphi = \pi$, она имеет максимальное значение, равное $-A \cdot \frac{T}{T_i} \cdot \frac{1}{2\pi}$.

Это максимальное значение погрешности от гармонической помехи зависит пропорционально от амплитуды помехи A и обратно-пропорционально от частоты помехи $f = \frac{1}{T}$. Если амплитуда помех A равна величине выделяемого постоянного полезного сигнала, то относительная погрешность от гармонической помехи будет иметь значение

$$\gamma_A = \frac{f}{f_k}.$$

Следовательно, погрешность от помехи с амплитудой, равной значению полезной постоянной составляющей, будет иметь незначительную величину (порядка 0,1 %) только для помех, частоты которых в 1000 раз больше превышают частоту квантования ($f \geq 1000 f_k$).

Если соотношение $\frac{f}{f_k}$ нецелое число, на выходе будет наблюдаться биение, частота которого по теореме Шеннона-Котельникова не превышает $0,5 f_k$ и определяется формулой

$$f_b = |0,5 - \{\frac{f}{f_k} + 0,5\}| \cdot f_k,$$

где $\{\frac{f}{f_k} + 0,5\}$ - дробная часть от суммы; $f_k = \frac{1}{T_k}$.

Амплитуда биений определяется также, как в предыдущем случае, и видимо будет значительной при низких частотах помехи. Например, при $f_k = 4$ Гц погрешность от помехи с частотой $f = 10$ Гц и равной по амплитуде с полезным сигналом может достигать значение 40 %, если это биение не подавляется путем последующей фильтрации.

Для устранения погрешности от помех можно, в первую очередь, синхронизировать процесс квантования с сигналом помехи. Это приводит к тому, что коэффициент передачи интегратора будет изменяться в зависимости от изменения частоты помехи. При этом надо выполнить синхронизацию с относительно высокой точностью по фазе, что является относительно трудно выполнимым условием. Вопрос синхронизации практически очень трудно решить при наличии двух или более помех. В этом случае влияние биений можно стараться уменьшить путем последующей фильтрации с большой постоянной времени (например, путем цифрового усреднения), если это приемлемо с точки зрения требований к быстрдействию.

вию ИП в целом, или же путем фильтрации помех в установленных перед интегратором узлах.

Известно несколько способов подавления влияния гармонической помехи при дальнейшей цифровой обработке сигнала [12, 13], однако при этом подавляется влияние только определенных помех (нечетных гармоник) и только при выполнении определенных требований к точности синхронизации моментов снятия отсчетов к сигналам помехи. Для ослабления заданного числа гармонических помех необходимо провести статистическую обработку сигнала по относительно сложным алгоритмам [13]. Кроме того, требуется увеличить количество снимаемых отсчетов (то есть частоту квантования), чем еще больше повышаются требования к точности синхронизации.

Из изложенного выше можно сделать следующие выводы:

1. При разработке измерительного канала векторвольтметров низкочастотного диапазона (≤ 1 МГц) целесообразно реализовать преобразователь составляющих сигнала в виде устройства дискретного действия, обеспечивающий высокую точность и стабильность коэффициента преобразования и достаточно высокий для большинства случаев применения коэффициент подавления влияния высших гармоник и побочных составляющих сигнала.

2. Для уменьшения фазовых погрешностей предусилители измерительного и опорного каналов должны быть реализованы максимально схожими друг с другом и имеющими значительные резервы в частотной области.

3. В случае применения выходных устройств типа синхронного интегратора для устранения погрешностей от биений сигналов помех с сигналом управления квантованием, целесообразно эти сигналы синхронизировать или же подавлять помехи перед подачей сигнала на вход синхронного интегратора.

Л и т е р а т у р а

1. М е а д е М.Л. Advances in lock-in amplifiers. - J. Phys. E: Sci. Instrum., 1982, vol. 15, N 4, p. 395-403.

2. О р н а т с к и й П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. Киев, Вища школа, 1983, 455 с.

3. Э р г л и с К.Э., С т е п а н е н к о И.П. Электронные усилители. М., Издат. физ.-мат. литературы, 1961.

4. П а р в е Т.Э. Предусилитель для синхронных измерительных преобразователей. -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 457, 1978, с. 65-73.

5. П а р в е Т.Э. Свойства вектормерных измерительных синхронных преобразователей дискретного действия. -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 558, 1983, с. 19-23.

6. С и л л а м а а Х.В., Т р у м м Т.В. Анализ методических погрешностей синхронного детекторного преобразователя с лестничным опорным сигналом. См. наст. сб. с. 73-84.

7. С и л л а м а а Х.В., Л о г у н о в Г.П. Аппроксимационные методы генерирования синусоидального сигнала в синхронных преобразователях. См. наст. сб. с. 85-97.

8. М а е в с к и й С.М., Б а т у р е в и ч Е.К., П а в л о в В.Г. Корреляционные методы измерения фазовых сдвигов. - Киев, Общество "Знание", 1983. 16 с.

9. Pat. 3,491,282 (USA). Static inverter wherein a plurality of square waves are so summed as to produce a sinusoidal output wave / Heinrich T.H., Kernick A., 1970 (filed 1961).

10. Pat. 3,525,941 (USA). Stepwise converter / Smith S.E., 1970.

II. В ы р н о Т.Э., П а р в е Т.Э. Свойства модуляционных синхронных преобразователей. См. наст. сб. с. 29-37.

12. К а с п е р о в и ч А.Н., К о р ч а г и н И.Я. Анализ погрешности обработки результата измерений цифровым прибором, проводимый для ослабления влияния гармонических помех. - В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. - Новосибирск: Изд-во СО АН СССР, 1971, с. 161-169.

13. К а с п е р о в и ч А.Н. Об устранении влияния периодических помех на результаты многоточечных измерений постоянных напряжений. - Автометрия, 1965, № 2, с. 17-25.

The Problems of Measuring Channel Work-out for
the Vector Voltmeters of Discrete Operation

Summary

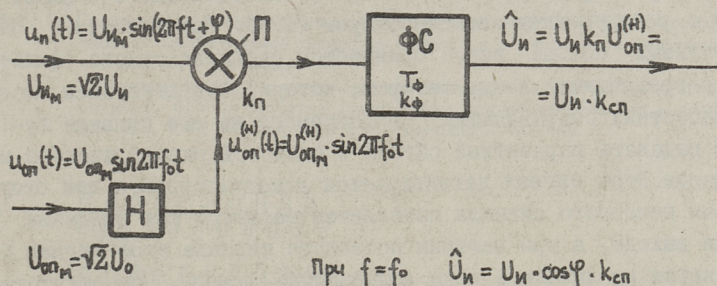
The problems arising when the measuring channel of the discretely operating vector voltmeter is to be worked out are discussed in this paper. The problems concerning preamplifiers and discrete measuring transducers, separating measurement information about the components of the measurable signal, are dealt with.

The problems of the choice of the preamplifier indices in the way which minimizes the relative part of them in the overall error of the voltmeter are discussed.

Also the effect of the qualities of a discrete measuring transducer on the metrological characteristics of the vector voltmeter is discussed.

СВОЙСТВА МОДУЛЯЦИОННЫХ СИНХРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В качестве устройства для измерительного преобразования полезного гармонического составляющего сигнала, содержащего сильные шумы и помехи, выгодно использовать синхронные преобразователи (СП), обобщенная структурная схема которых приведена на фиг. 1. Им характерна относительно низкая чувствительность смещения нуля выхода к побочным состав-



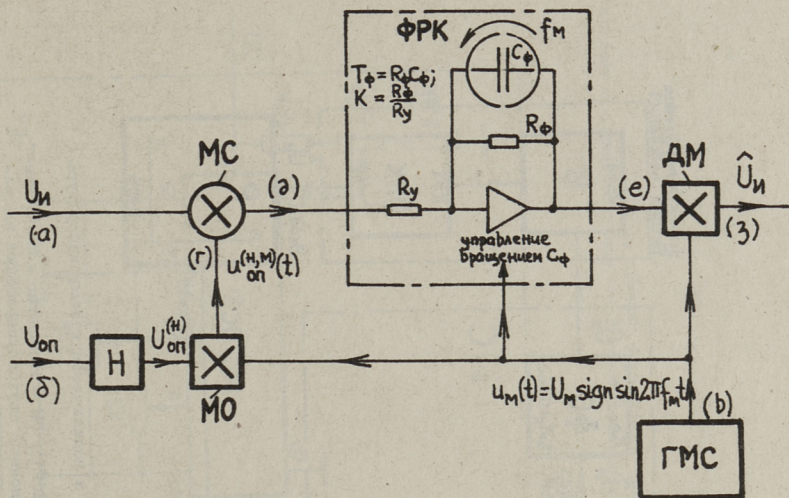
Фиг. 1. Обобщенная структурная схема синхронного измерительного преобразователя для определения оценки \hat{U}_n синфазно-относительно опорного сигнала $u_o(t)$ составляющей $u_n(t)$ входного сигнала. Н — нормализатор амплитуды опорного сигнала, П — перемножитель, ФС — сглаживающий фильтр (ФНЧ).

ляющим сигнала. Однако далеко не всегда измерительные приборы, реализованные по такой простой схеме, удовлетворяют по уровню смещения нуля при работе под действием помех и шумов, сопровождающих полезный сигнал. В этом случае можно применять СП модуляционного типа, в которых полезный сигнал с частотой f_p преобразуется в сигнал с другой частотой f_m и только после этого — в выходной сигнал постоянного тока. Такие СП могут быть реализованы на базе менее качественных узлов преобразования (перемножителей, смесителей или синхронных детекторов), чем, как известно в историческом плане, и вызвано их появление [1].

При применении модуляционных СП в условиях сильных помех и шумов простейшие известные решения [1, 2] особых выгод не дают, так как их преобразовательная часть должна работать фактически без ослабления побочных составляющих. Решением, позволяющим значительно подавлять побочные составляющие уже в процессе преобразования, является модуляционный СП [3], в котором применен фильтр с вращающимся конденсатором [4], вращение которого осуществляется синфазно с сигналом фазовой манипуляции.

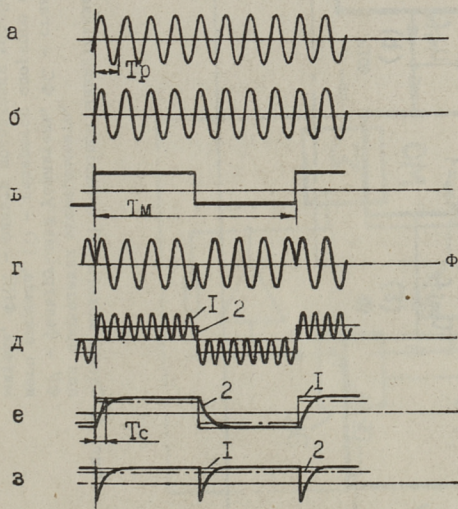
Принимаем под наблюдение свойства именно таких СП, оставляя в сторону СП с более сложными способами преобразования сигналов. При идеальной реализации всех узлов подобный СП с фазовой манипуляцией одного из входных сигналов, структурная схема которого приведена на фиг. 2, будет вести себя как последовательное включение идеального синхронного детектора и фильтра низких частот, эквивалентного с фильтром с ротирующимся конденсатором (ФРК). Практически от идеальных больше всего отличаются свойства самого фильтра с вращающимся конденсатором, который под действием высокочастотных составляющих подаваемого на его сигнала будет выдавать паразитный сигнал с частотой, равной частоте модуляции. Этот сигнал детектируется демодулятором и при отсутствии полезного сигнала появляется на выходе как смещение нуля выхода, а при наличии полезного сигнала этот сигнал появляется на выходе в виде аддитивной помехи. При отсутствии же этих высокочастотных составляющих на входе ФРК можно получить уровень смещения нуля выхода на несколько порядков меньше, чем у преобразователей без модуляции фазы.

Высокочастотные составляющие можно устранить из входного сигнала ФРК, осуществляя некоторую фильтрацию сигналов в модуляторе МС. При этом искажается форма полезной составляющей сигнала на его выходе (фиг. 3 е, кривая 2) и уменьшается уровень полезного сигнала на выходе СП относительно уровня, который был бы при отсутствии фильтрации в МС (соответственно кривые 1 и 2 на фиг. 3 з). При постоянных времени фильтрующих цепей T_c значительно меньших, чем длительность периода фазовой манипуляции T_m , это уменьшение незначительное и может быть учтено при разработке СП. Однако оказывается, что в таком случае у СП появляется чувствительность к побочным составляющим входного сигнала, от-

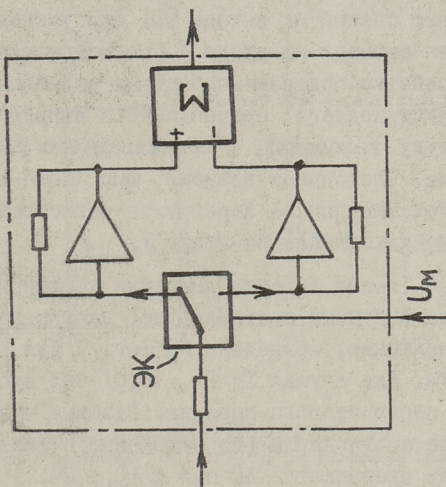


Фиг. 2. Структурная схема модуляционного синхронного преобразователя с фазовой манипуляцией опорного сигнала и с синхронной фильтрацией измеряемого сигнала.

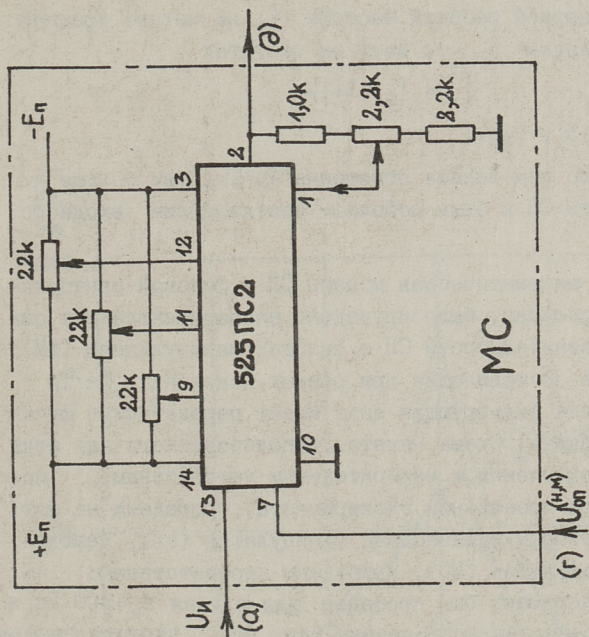
Н - нормализатор амплитуды опорного сигнала, МС - модулятор опорный, ФРК - фильтр с ротирующим конденсатором, ДМ - демодулятор, ГМС - генератор модулирующего сигнала.



Фиг. 3. Эпюры сигналов в модуляционном синхронном преобразователе при рабочей частоте f_p , равной восьмикратной частоте фазовой манипуляции f_m и значении постоянной времени T_c смесителя МС меньшим относительно периода манипуляции T_m и большим относительно периода T_r рабочей частоты.



Фиг. 5. Схема дискретного модулятора, использованного в качестве модулятора опорного сигнала МО и синхронного демодулятора СД.
ЭК - электронный коммутатор, Σ - сумматор.



Фиг. 6. Схема синхронного модулятора, использованного в качестве модулятора измеряемого сигнала МС.

несенным от основной рабочей частоты f_p на четные кратные частоты манипуляции f_m , то есть на частотах

$$f = f_p \pm 2i f_m,$$

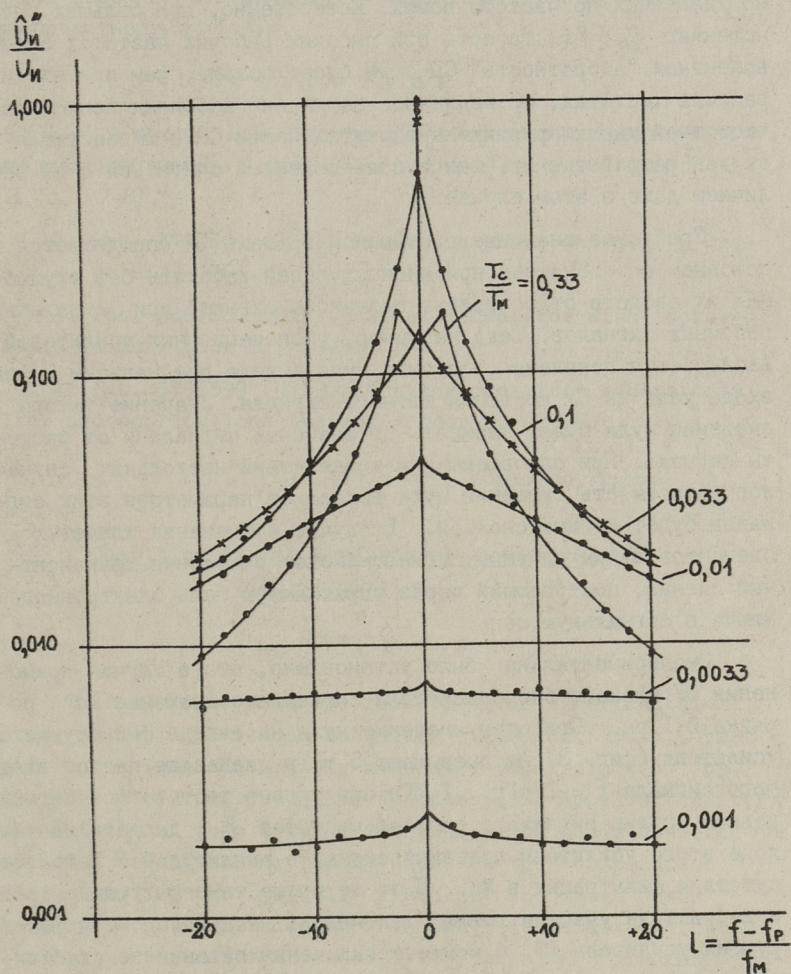
где $i = 1, 2, 3$ и т.д.

Оказывается, что чем больше отношение T_c/T_m , тем больше чувствительность СП к этим побочным составляющим входного сигнала.

Поскольку математическая модель СП с фазовой манипуляцией довольно сложная, было проведено экспериментальное определение чувствительности СП с фазовой манипуляцией (ФМ) на эти побочные составляющие при разных отношениях T_c/T_m для случая, когда фильтрующая цепь имеет передаточную функцию первого порядка. Схема макета, использованного для этих целей и его подключения к измерительным устройствам, использованным при проведении эксперимента, приведена на фиг. 4. Схемы, по которым реализованы манипулятор (МО), демодулятор (ДМ) и модулятор (МС), приведены соответственно на фиг. 5 и 6. Эксперимент был проведен для случая $f_p = 300$ Гц и $f_m = 10$ Гц. Измерения были проведены так, что частота генератора испытательного сигнала ГИ (генератор качающейся частоты фирмы EG & G модель 9575) изменялась со скоростью 50 мкГц/с. Значения коэффициента передачи были определены как максимальное значение биений на выходе СП. Для уменьшения скорости изменения сигнала на входе У регистратора Р было применено устройство подавления быстрых колебаний, состоящее из двухполупериодного прецизионного выпрямителя, уменьшающего амплитуду колебаний, и сглаживающего фильтра ФК первого порядка. Постоянное времени ФК было выбрано равным 1 с, чем была исключена перегрузка регистратора Р по скорости изменения сигнала по входу У.

Измеренные таким образом значения коэффициента передачи СП с ФМ на побочные составляющие, дающие на выходе СП постоянное напряжение, приведены на фиг. 7 для разных соотношений T_c/T_m . Для случая $T_c/T_m = 0,01$ был проведен опыт с фильтрующей цепью второго порядка. Разница чувствительности на побочные составляющие по сравнению с фильтром первого порядка не превышает 3 дБ при $\Delta f/f_m \leq 20$.

Как видно из этих характеристик, при значениях T_c/T_m порядка 0,033 и ниже, чувствительность СП с ФМ к побочным



Фиг. 7. Зависимости коэффициента передачи СП с ФМ на побочные составляющие с частотами $f = f_p \pm 2i f_m$ при различных соотношениях T_c/T_m .

составляющим с частотами $f = f_p \pm 2if_m$ не превышает $I/100$ доли от чувствительности к полезной составляющей с частотой f_p . При этом чувствительность к побочным составляющим мало зависит от расстройки $\Delta f = f - f_p$, что требует учета этой чувствительности даже при наличии во входном сигнале относительно удаленных по частоте помех. Естественно, при больших отношениях f_p / f_m , то есть при высоких рабочих частотах эквивалентная "добротность" СП с ФМ будет больше, чем при низких рабочих частотах, но медленное затухание побочных лепестков частотной характеристики чувствительности СП с ФМ заставляет как разработчиков, так и пользователей считаться с их наличием даже в этом случае.

Требуемое значение постоянной времени T_c определяется в основном способностью примененных цепей работать без ухудшения их свойств относительно полезного сигнала при наличии побочных сигналов. Так, например, у операционных усилителей наблюдается появление смещения нуля выхода при наличии на входе узла на ОУ высокочастотного сигнала. Значение такого смещения нуля будет зависеть от значения сигнала и от частоты сигнала. При одновременном воздействии нескольких сигналов зависимость смещения нуля выхода от параметров этих сигналов будет весьма сложной. В случае применения ключевых элементов таким сложным сигналом может оказаться транзитный сигнал, поступающий через управляющую цепь электронного ключа в сигнальную цепь.

Экспериментально было установлено, что в случае применения ОУ низкого быстродействия приемлемо значение T_c порядка 0,1 мс. При этом смещение нуля на выходе фильтрующего усилителя (фиг. 3) не превышает 5 мВ в диапазоне частот входного сигнала $f = 1$ кГц...1 МГц при уровне тестового сигнала, равном уровню сигнала с рабочей частотой f_p , дающего на выходе этого усилителя полезный сигнал с амплитудой I В при отсутствии фильтрации в Мс. В то же время температурный дрейф нуля выхода участка схемы, включающей модулятор Мс и фильтрующий усилитель ФУ, с момента включения питания до стабилизации режимов у данного макета составлял порядка 15 мВ.

Таким образом, разработчикам СП и ФМ приходится считаться с двумя ограничениями: с одной стороны, чем меньше установлено соотношение T_c/T_m , тем лучше подавляются побочные

составляющие входного сигнала, а с другой стороны, необходимо учитывать способность примененных цепей выдерживать высокочастотные составляющие сигнала. Для приблизительной оценки можно принимать коэффициент передачи СП для ближайших побочных составляющих с частотами $f = f_p \pm 2i f_m$, равными отношению T_c/T_m .

Л и т е р а т у р а

1. П о п о в Ю.В. Модуляционный фазовый детектор на смесительной лампе. - Приборы и техника эксперимента, 1960, № 3, с. 77-81.

2. Pat. 3142804 (USA). Precision phase detector / Graves R.E. et al., 1964.

3. Pat. 3867620 (USA). Signal correlator with improved dynamic range / Coor T., 1975.

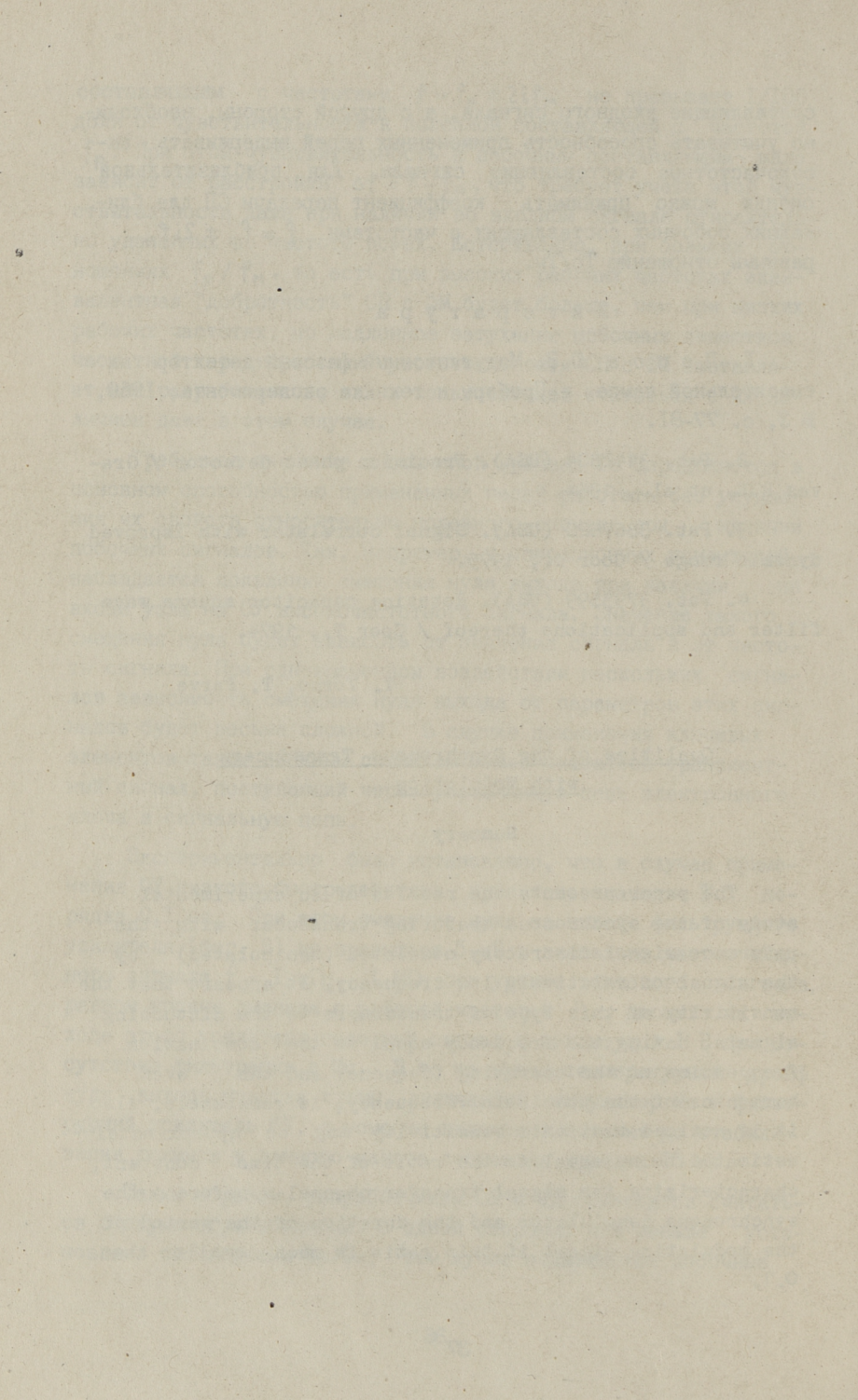
4. Pat. 3793599 (USA). Rotating capacitor square wave filter and applications thereof / Coor T., 1974.

T. Vörno, T. Parve

Qualities of the Synchronous Transducers with Modulation

Summary

The paper presents the results of an experimental study of the synchronous measuring transducer with the reference signal discretely modulated (manipulated) by the signal of relatively low frequency. It appears that the sensitivity of this type of transducers to the disturbing signals, having the frequency equal to the combination frequencies of the operating frequency and the even harmonics of the modulating frequency, is remarkable. Also it is noticed that this sensitivity may be approximately estimated to be equal to the ratio of the time constant, characterizing the signal transfer channel before the synchronous demodulator and the duration of the period of the modulating signal if this ratio is much smaller than 0.1.



УДК 621.317.7

Г.П. Логунов, К.К. Липпинг,
Э.А. Рюстерн

НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ КОРРЕКЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ СИП

Измерительные приборы, основным узлом которых является синхронный измерительный преобразователь (СИП), по своим метрологическим и эргономическим показателям относятся к сложным приборам специального назначения [1]. Чтобы сделать такой прибор более простым по схемотехническим решениям и более дешевым по себестоимости, выгодно его снабдить микропроцессорным узлом (МПУ), при этом последний должен решать достаточно большое количество задач. Одна из таких задач - упрощение управлением прибором. При этом часть операций управления прибором пользователем (оператором) следует автоматизировать. Другая задача - автоматический контроль уровней сигналов с целью устранения возможности перегрузки. Часть операций по преобразованию сигналов трудновыполняемы аналоговой техникой, поэтому для них следует применять цифровые методы. Кроме названных задач, МПУ может выполнять и ряд других. Одна из них - автоматическая коррекция погрешностей [2, 3]. В литературе имеются данные о разных способах коррекции погрешностей, как в виде структурных схем [2, 4, 5, 6], так и в виде алгоритмов [6, 7, 2]. Для нашего случая представляют интерес цифровые способы коррекции погрешностей, поскольку МПУ, снабженное соответствующим алгоритмом, может взять данную задачу на себя.

Для осуществления коррекции погрешностей измерительных характеристик СИП необходимо последний в качестве системы передачи испытать различными тестовыми (контрольными) сигналами. Целью такого подхода является накопление информации для установления меры необходимых коррекций в приборе. Источником такого рода испытательных сигналов мо-

жет служить встроенный в СИП или самостоятельный калибратор.

В случае использования встроенного калибратора, информацию, требуемую для принудительной коррекции, можно получить непосредственно перед измерением. При этом информация может включать в себя данные об условиях измерения. Объясняется это тем, что состояние измерительных характеристик любого прибора зависит от разного рода дестабилизирующих факторов.

В случае использования самостоятельного калибратора установка меры необходимой коррекции осуществляется периодически и эта мера остается постоянной в течение временных интервалов, величина которых определена регламентом калибровки. Однако при этом достаточно сложно определить условия измерения, поскольку появляется необходимость в специальных датчиках [8]. В этом случае аналоговой части СИП необходимо предъявлять достаточно жесткие требования.

Для получения информации, посредством которой можно было бы осуществить коррекцию измерительных характеристик прибора, теоретически имеется несколько возможностей. Если измерительный прибор представить в виде линейной системы, то при некоторых условиях такое представление будет достаточно корректным. При этом связь между входным сигналом $f(t)$ и выходным сигналом $r(t)$ такой системы можно выразить с помощью интеграла композиции [9]:

$$r(t) = f(t) * g(t) = \int_0^t f(t)g(t-\tau)dt, \quad (I)$$

где $g(t)$ - импульсная характеристика измерительной системы.

Такой подход позволяет использовать для описания измерительной системы (прибора) ее переходную характеристику $h(t)$ при некотором изменении формулы (I). Однако для измерения переходной или импульсной характеристики необходимо иметь соответствующие тестовые сигналы - единичную функцию $1(t)$ или импульсную функцию $\delta(t)$. Формирование (моделирование) этих математических функций в виде электрического сигнала затруднительно.

Применительно к теореме временной свертки известно [9], что связь между спектральными плотностями входного

сигнала $F(j\omega) = \mathcal{F}[f(t)]$ и выходного сигнала $R(j\omega) = \mathcal{F}[r(t)]$ линейной системы можно выразить в виде:

$$R(j\omega) = F(j\omega) \cdot T(j\omega), \quad (2)$$

где $T(j\omega) = T(s) |_{s=j\omega}$ - передаточная характеристика линейной системы,

\mathcal{F} - преобразование Фурье.

Спектральные плотности входного $f(t)$ и выходного $r(t)$ сигналов можно выразить в виде:

$$F(j\omega) = |F(j\omega)| e^{j\varphi_F(\omega)}, \quad (3)$$

$$R(j\omega) = |R(j\omega)| e^{j\varphi_R(\omega)}, \quad (4)$$

где $|F(j\omega)|$ и $|R(j\omega)|$ - модули,

$\varphi_F(\omega)$ и $\varphi_R(\omega)$ - фазы соответствующих спектральных плотностей.

Абсолютные и относительные изменения амплитуды и фазы спектральной плотности входного сигнала выражаются следующим образом:

$$\Delta A(\omega) = |R(j\omega)| - |F(j\omega)| \cdot K, \quad (5)$$

$$\Delta \varphi(\omega) = \varphi_R(\omega) - \varphi_F(\omega), \quad (6)$$

$$\delta A(\omega) = \frac{\Delta A(\omega)}{|F(j\omega)| \cdot K}, \quad (7)$$

$$\delta \varphi(\omega) = \frac{\Delta \varphi(\omega)}{\varphi_F'(\omega)}, \quad (8)$$

где $\Delta A(\omega)$ и $\Delta \varphi(\omega)$ - абсолютные,

а $\delta A(\omega)$ и $\delta \varphi(\omega)$ - относительные изменения амплитуды и фазы;

K - идеальный коэффициент передачи СИП.

Наиболее удобными для определения линейных искажений тестовыми сигналами являются сигналы в виде гармонических функций, например

$$f(t) = A_0 \cos \omega_0 t,$$

имеющие функцию спектральной плотности в виде [9]:

$$F(j\omega) = \mathcal{F} A_0 [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)]. \quad (9)$$

В этом случае одновременно характеризуются значения амплитуды и фазы передачи СИП.

В качестве тестового сигнала применим также белый шум, имеющий спектр плотности мощности в виде:

$$S_F(\omega) = A, \quad (I0)$$

где A - амплитуда.

Спектры плотности мощности входного сигнала $S_F(\omega)$ и реакции системы $S_R(\omega)$ связаны отношением:

$$S_R(\omega) = |T(j\omega)|^2 S_F(\omega). \quad (II)$$

Необходимо отметить, что в выражении (II) отсутствует информация о фазе.

Имея данные о результатах тестирования СИП можно по определенным алгоритмам вычислить характеристики погрешностей для их последующего использования при цифровой коррекции. Причем, вышеописанный метод можно использовать как при встроенном, так и при самостоятельном источнике тестовых сигналов. Следует отметить, что встроенный калибратор усложняет СИП, а самостоятельный калибратор может еще снабжаться дополнительными возможностями, даже являясь универсальным прибором.

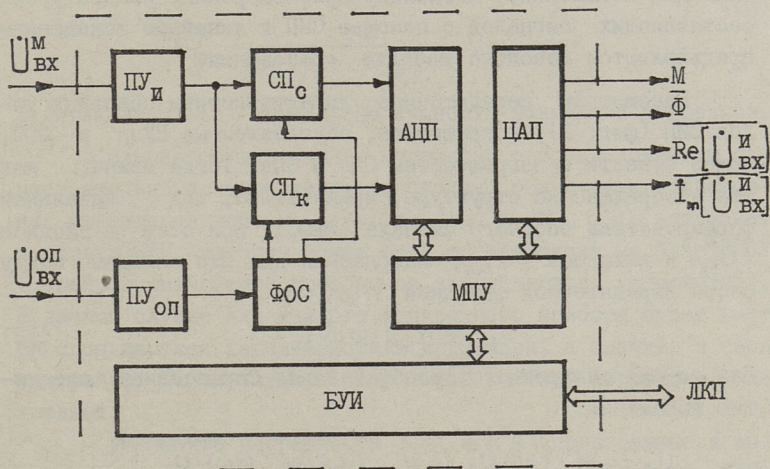
Для анализа одной из возможных коррекций погрешностей обратимся к обобщенной структуре СИП [I0], содержащей также цифровую часть с МПУ. Структура такого прибора (фиг. I) состоит из:

- блока предварительных усилителей измерительного (ПУп) и опорного (ПУоп) каналов;
- блока синхронного преобразования, содержащего синхронные преобразователи синфазного (СПс) и квадратурного (СПк) составляющих сигнала;
- формирователя опорного сигнала (ФОС);
- цифрового блока (ЦБ);
- блока управления и индикации (БУИ).

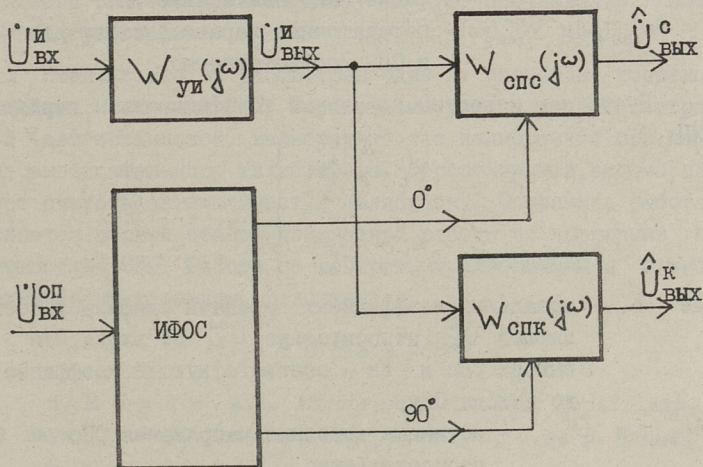
На структуре опущен блок питания, не влияющий на суть рассуждений.

Можно утверждать, что в основном качество передаточных характеристик СИП определяют:

- линейное искажение;
- нелинейные искажения;
- шумы и помехи;
- стабильность передач прецизионных узлов.



Фиг. 1. Структура СИП с МПУ.



Фиг. 2. Структура основных измерительных узлов.

В нашем случае особый интерес представляет коррекция линейных искажений, поскольку при измерениях квадратурных составляющих сигналов с помощью СИП к линейным искажениям предъявляются довольно жесткие требования.

Рассмотрим передаточные характеристики основных узлов СИП (фиг. 2). Погрешности, обусловленные ПУоп и ФОС, можно отнести к погрешностям СПс и СПк. Тогда можно, как это изображено на структуре, принять ФОС, как идеальный формирователь опорного сигнала (ИФОС). При этом входное ($\dot{U}_{вх}^и$) и выходное ($\dot{U}_{вых}^и$) напряжения для ПУп связаны между собой передаточной функцией $W_{чи}(j\omega)$:

$$\dot{U}_{вых}^и = W_{чи}(j\omega) \dot{U}_{вх}^и. \quad (I2)$$

Для случая синхронного преобразования справедливы следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} \hat{U}_{вых}^с &= W_{спс}(j\omega) \cdot \dot{U}_{вых}^и = W_{спс}(j\omega) \cdot W_{чи}(j\omega) \cdot \dot{U}_{вх}^и \\ \hat{U}_{вых}^к &= W_{спк}(j\omega) \cdot \dot{U}_{вых}^и = W_{спк}(j\omega) \cdot W_{чи}(j\omega) \cdot \dot{U}_{вх}^и \end{aligned} \right\}, \quad (I3)$$

где $\hat{U}_{вых}^с$ и $\hat{U}_{вых}^к$ - выходные сигналы СПс и СПк (содержащие линейные искажения);

$W_{спс}(j\omega)$ и $W_{спк}(j\omega)$ - передаточные характеристики для СПс и СПк соответственно.

Пусть нам известны идеальные коэффициенты передачи СИП:

$$\left. \begin{aligned} K_c &= \frac{\dot{U}_{вых}^с}{\dot{U}_{вх}^и} \\ K_k &= \frac{\dot{U}_{вых}^к}{\dot{U}_{вх}^и} \end{aligned} \right\}, \quad (I4)$$

где K_c - идеальный коэффициент передачи синфазной составляющей $\dot{U}_{вх}^и$ относительно $\dot{U}_{вх}^{оп}$ от входа ПУп до выхода СПс и K_k - соответствующий коэффициент до выхода СПк;

$\dot{U}_{вых}^с$ и $\dot{U}_{вых}^к$ - истинные выходные напряжения СПс и СПк соответственно.

Посредством (I3) и (I4) $\hat{U}_{вых}^с$ и $\hat{U}_{вых}^к$ выражаемы через $\dot{U}_{вых}^с$ и $\dot{U}_{вых}^к$ соответственно:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}}^c &= \frac{K_c}{W_{\text{спс}}(j\omega) \cdot W_{\text{чи}}(j\omega)} \cdot \hat{U}_{\text{вых}}^c \\ \dot{U}_{\text{вых}}^k &= \frac{K_k}{W_{\text{спк}}(j\omega) \cdot W_{\text{чи}}(j\omega)} \cdot \hat{U}_{\text{вых}}^k \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

В выражениях (15) определена сущность возможной коррекции.

В случае осуществления коррекции с использованием самостоятельного калибратора необходимо результаты калибровки, характеризующие $W_{\text{спк}}(j\omega)$, $W_{\text{спс}}(j\omega)$ и $W_{\text{чи}}(j\omega)$, запоминать в памяти СИП, которая может быть организована на базе ППЗУ (перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство). В данном случае для каждого конкретного прибора будет иметься своя жесткая характеристика коррекции, а значит и своя настройка. Использование даже такой жесткой коррекции позволяет:

- уменьшить погрешности $\Delta^* \varphi$ и $\Delta^* A$ (приведенные к выходу соответственно фазовая и амплитудная погрешности СИП),
- расширить диапазон измерения СИП.

Поскольку для определения $W_{\text{спс}}(j\omega)$, $W_{\text{спк}}(j\omega)$ и $W_{\text{чи}}(j\omega)$ необходимо проведение процедур высокоточных измерений конкретного СИП, то к калибратору следует предъявлять повышенные требования.

Итак, в статье рассмотрен один из способов коррекции линейных искажений СИП. Были рассмотрены случаи со встроенной (автоматической) калибровкой и с калибровкой при помощи самостоятельного калибратора. Перспективной, видимо, следует считать автоматическую калибровку. Описанная работа является первым этапом конкретной работы по коррекции погрешностей СИП. Работа по конкретным алгоритмам и схемотехническим решениям продолжается.

Л и т е р а т у р а

1. М е а д е М.Л. Advances in lock-in amplifiers. J. Phys. E: Sci. Instrum, 1982, vol. 15, N 4, p. 395-403.
2. З е м е л ь м а н М.А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств. - М., Издательство стандартов, 1972. 199 с.

3. Беркутов А.М., Матюхин Ю.Д., Поваренкин Н.Н. Морфологический анализ методов автоматической коррекции погрешностей АЦП. - Измерительная техника, 1982, № 12, с. 53-55.

4. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. Киев, Вища школа, 1983. 455 с.

5. Бортняков Ю.Л. Расчет характеристик погрешности цифровых измерений. - Измерения, контроль, автоматизация, 1978, № 4, с. 28-37.

6. Алиев Т.М., Дамиров Д.И., Шехиханов А.М. Повышение точности измерений при итерационной коррекции погрешностей. - Измерительная техника, 1981, № 4, с. 12-14.

7. Алиев Т.М., Салигов С.Г., Исмаилов Х.А. Методы автоматической коррекции погрешностей измерительных систем. - Измерительная техника, 1978, № 6, с. 17-20.

8. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. Тестовые методы повышения точности измерений. - М., Энергия, 1978. 176 с.

9. Латхи Б.П. Системы передачи информации. М., Связь, 1971. 321 с.

10. Логунов Г.П. Улучшение метрологических и эксплуатационных показателей векторвольтметров микропроцессорными модулями. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, Таллин, 1982, № 540. с. 59-72.

G. Logunov, K. Lipping, E. Rüstern

Some Aspects of the Correction
of the SMT Errors

Summary

In this paper the possibilities of the correction of the synchronous measuring transducers (SMT) lock-in amplifier errors are discussed. It is proposed to use the microprocessor device to perform this function, and the harmonic and the white noise signals as the testing signals. Linear distortions are taken under consideration.

Я.В. Петерсон, Т.В. Трумм

СРЕДСТВА ТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ВЕКТОРВОЛЬТМЕТРОВ

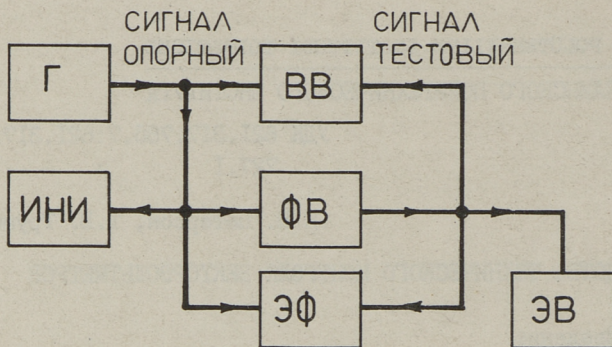
1. Введение

Рост потребности в метеорологическом обеспечении синхронных приборов повышает актуальность разработки поверочной векторметрической аппаратуры. Из известных решений векторкалибраторов (ВК) для поверки векторвольтметров (ВВ) самыми перспективными в настоящее время являются решения, где для формирования выходных сигналов с регулируемым углом фазового сдвига используют дискретную аппроксимацию периодических функций.

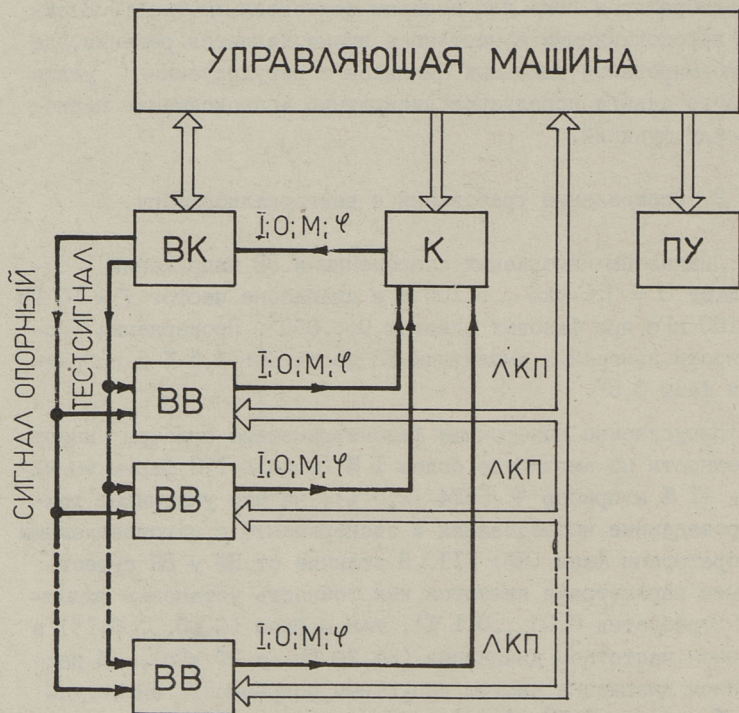
2. Определение требований к векторкалибратору

Диапазоны измеряемых современными ВВ напряжений составляют $U = 0,1 \text{ мкВ} \dots 100 \text{ В}$ в диапазоне частот $f = 10 \text{ Гц} \dots 100 \text{ кГц}$ при фазовых сдвигах $0 \dots 360^\circ$. Проверяемые погрешности измерения амплитуды ВВ достигают $0,5 \%$ и погрешности фазы $0,5^\circ$.

Выпускаемые поверочные фазометрические приборы имеют погрешности по амплитуде более 1% (модель I78 фирмы WAVE-ТЕК $\pm 1 \%$ и прибор Ф-5524 $\pm 2,5 \%$), на что указывают также проведенные исследования и эксперименты с изготовляемыми калибраторами фазы (КФ) [1]. В отличие от КФ у ВК существенными параметрами являются как точность установки амплитуды (требуется $0,05 \dots 0,1 \%$), так и фазы ($0,05 \dots 0,1^\circ$) в основном частотном диапазоне (от 20 Гц до 20 кГц). В расширенном диапазоне частот допустимы погрешность амплитуды $\pm 0,5 \%$ и фазы $\pm 0,5^\circ$. Оказывается, что ни отечественные, ни зарубежные поверочные фазометрические приборы полностью не



Фиг. 1. Структурная схема системы проверки основной погрешности векторвольтметров по действующему стандарту.



Фиг. 2. Структурная схема автоматизированной системы проверки векторвольтметров при помощи векторкалибратора и управляющей ЭВМ.

соответствуют этим требованиям. Поэтому необходима разработка ВК с вышеуказанными метрологическими параметрами.

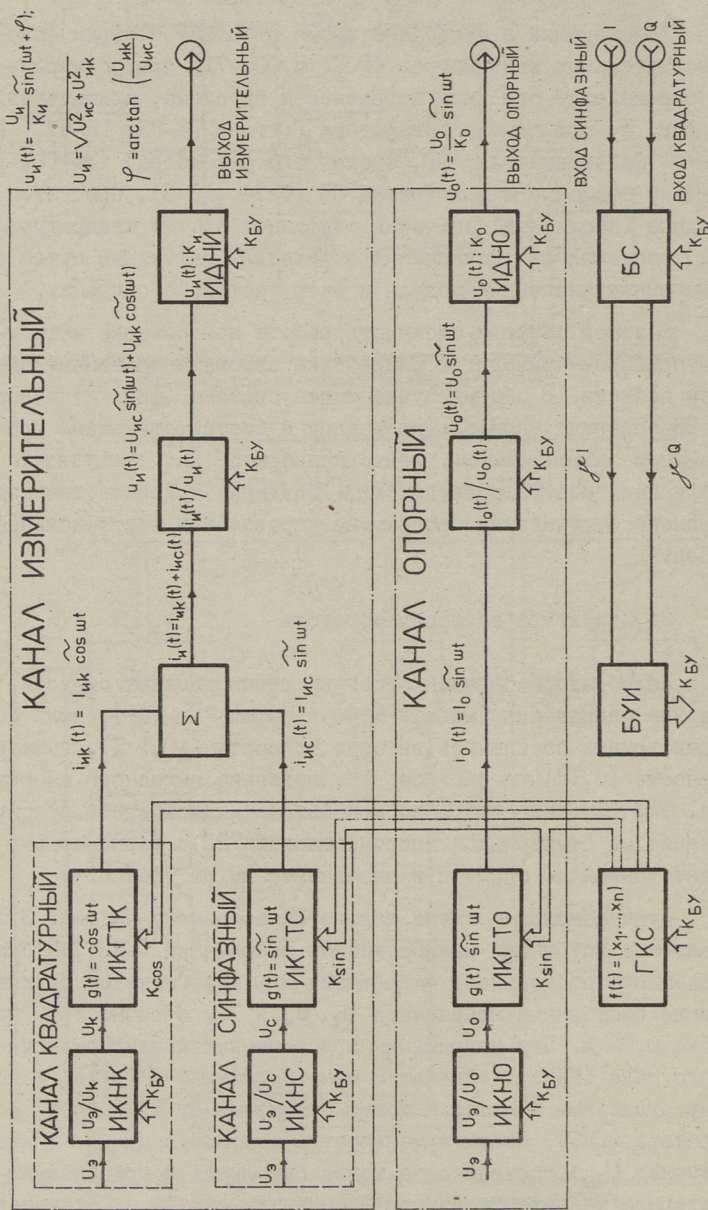
Действующий в настоящее время стандарт поверки фазочувствительных вольтметров (ГОСТ 8.006-71) предусматривает определение основной погрешности по схеме, приведенной на фиг. 1, при помощи генератора Г (типа ГЗ-33, ГЗ-47 и др.), фазовращателя ФВ, эталонного фазометра (ЭФ) (ЭФ-1, ЭФ-2-4) и эталонного вольтметра ЭВ (ЭВ-34, ВЗ-9). При этом входные (эталонные) значения синфазной (U_c) и квадратурной (U_k) составляющих напряжения определяют расчетным путем по измеренным значениям модуля и фазы тестового сигнала.

Большой объем и сложность работы при поверке векторных приборов приводит к разработке автоматизированных систем поверки. В общем случае такая система (фиг. 2) поверки ВВ содержит управляющую машину с соответствующим программным обеспечением, векторкалибратор ВК, коммутатор (К) и печатное устройство (ПУ). Создание такой системы затруднено отсутствием программно-управляемых векторкалибраторов.

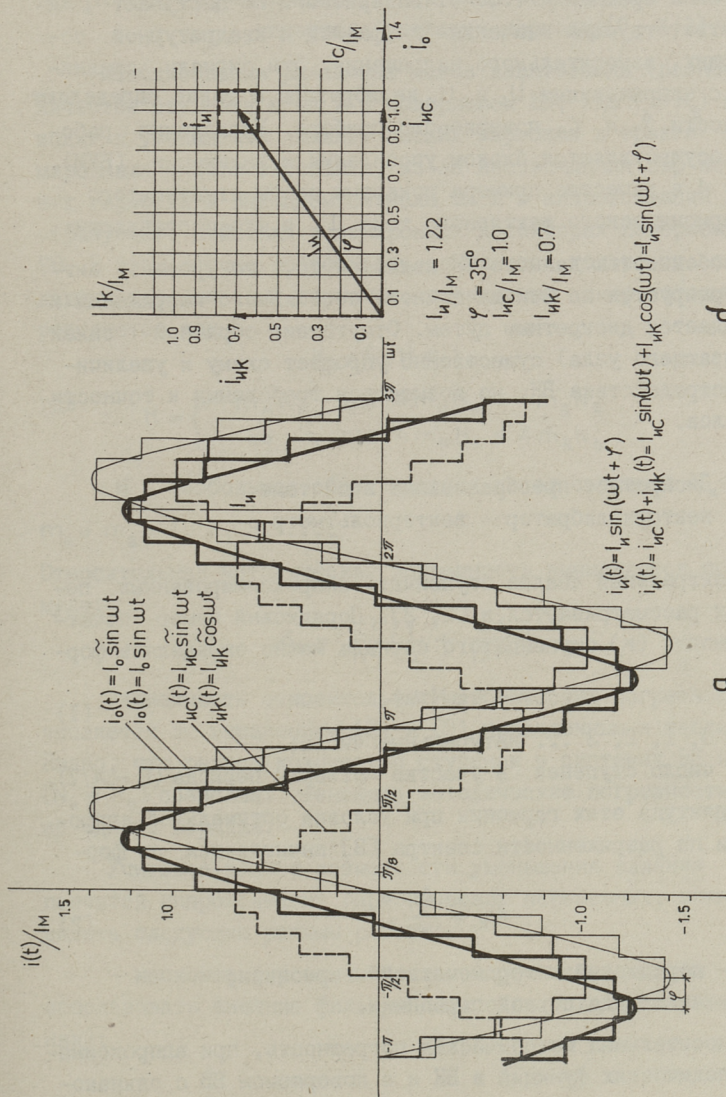
3. Структура векторкалибратора

Калибраторы переменного тока обычно выдают синусоидальные напряжения (модель 5200 А фирмы FLUKE), при которых трудно обеспечить высокую точность ($\pm 0,1\%$), квадратурность ($0,1^\circ$) и быстрое установление выходного напряжения. Поэтому целесообразно использовать дискретное преобразование со ступенчатой аппроксимацией [2] с равномерным квантованием по времени и неравномерным по уровню.

Функциональная схема такого ВК приведена на фиг. 3. Управляемые источники калиброванных напряжений (ИКН) на базе эталонного постоянного напряжения ($U_э$) вырабатывают двухполярные постоянные напряжения U_c , U_k и U_0 с точностью порядка $0,02\%$. Эти напряжения в источниках квазигармонического тока (ИКТ) умножают с синусоидальным ($K \sin$) и косинусоидальным ($K \cos$) кодовыми сигналами от тактового генератора (ГКС). Квазигармонические синфазная (i_{ic}) и квадратурная (i_{ik}) составляющие токов суммируют и преобразуют в векторное напряжение измерительного канала $U_{и}$. В качест-



Фиг. 3. Структурная схема векторкалибратора с формированием тестового сигнала путем суммирования синфазного и квадратурного относительно опорного сигнала составляющих.



Фиг. 4. Эюра квазигармонического тестового сигнала и его составляющих (а) и сетка задаваемых значений измерительного вектора $I_{И}$ (б).
 $i_{Ис}(t)$ и $i_{Ик}(t)$ – сфазный (синусоидальный) и квадратурный (косинусоидальный) квазигармонические дискретно аппроксимированные токи для случая равномерного распределения дискретов по времени и неравномерного распределения четырех ($N = 4$) по уровню; $i_{И}(t)$ – измерительный тестовый векторный сигнал с фазовым сдвигом $\gamma = 35^\circ$ относительно опорного сигнала $i_0(t)$, образованный путем суммирования соответствующих квадратурных составляющих.

ве образцовых делителей квазигармонического ступенчатого напряжения на выходах измерительного и опорного каналов применяют индуктивные делители напряжения (ИДН), обеспечивающие малые погрешности по модулю и фазе в широком частотном диапазоне.

В блок сравнения (БС) от поверяемого ВВ поступают I и Q , соответствующие значениям синфазной и квадратурной составляющих измерительного напряжения. Эти сигналы сравниваются с напряжениями U_c и U_k калибратора, а также определяют погрешности γ_I и γ_Q поверяемого прибора. Управление работой ВК осуществляется блоком управления и индикации (БУИ). На фиг. 4 в качестве примера показаны эпюры ступенчатого квазигармонического векторного тока I_n и его составляющих.

Особенностью данного ВК является то, что уровень сигнала формируется на основе точного постоянного напряжения и фаза задается дискретным путем. Отсутствие обратной связи (сравнивающего узла) существенно упрощает схему и увеличивает быстродействие ВК, но повышаются требования к точности всех узлов.

4. Дискретное преобразование в системе векторкалибратор - векторвольтметр

Спектральный анализ ступенчато аппроксимированных переменных рассматривается в [2, 3]. Порядковый номер нечетных гармоник (k) ступенчатого сигнала можно определять формулой:

$$k = 4pN \pm 1, \quad (1)$$

где $p = 0, 1, 2, 3 \dots$ натуральные числа;

N - число ступенек в участке четверти периода ($0 - \pi/2$).

Амплитуда этих гармоник при условии оптимальной аппроксимации по разряженности спектра [3] вычисляется по формуле:

$$A_k = \frac{A_1}{k}, \quad (2)$$

где k - порядковый номер нечетной гармоники;

A_1 - амплитуда первой гармоники.

Относительная методическая погрешность, при аппроксимации периодических функций в ВК и в поверяемом ВВ с одинако-

вым числом ступеней (порядковый номер и амплитуда возникающих нечетных гармоник вычисляются по (1) и (2)), выражается приближенной формулой [3]:

$$\delta_N = \frac{\pi^2}{(4N)^2} \left(\frac{1}{3} + \frac{\pi^2}{15(4N)^2} \right), \quad (3)$$

где $N = N_K = N_B$ - число ступеней аппроксимации ВК и ВВ в интервале четверти периода ($0 - \pi/2$).

Использование различных шагов квантования (разное количество ступенек в ВК и в поверяемом ВВ, где $N_K \neq N_B$) приводит к уменьшению влияния высших гармоник в тракте формирования - детектирования, из-за несовпадения пар нечетных гармоник в выходном сигнале ВК и в аппроксимации преобразующего действия в синхронных детекторах поверяемого ВВ. В этом случае погрешность появляется только от совпадающих пар нечетных гармоник, порядковый номер которых определяется как

$$K_p = 4pN \pm 1, \quad (4)$$

где
$$N = \begin{cases} 4 m_K N_K, & \text{при } 4 m_K N_K = 4 m_B N_B \\ \infty & , \text{ при } 4 m_K N_K \neq 4 m_B N_B \end{cases}$$

N - наибольшая общая кратная чисел ступеней N_K и N_B ; m_K и $m_B = 1, 2, 3, \dots$,

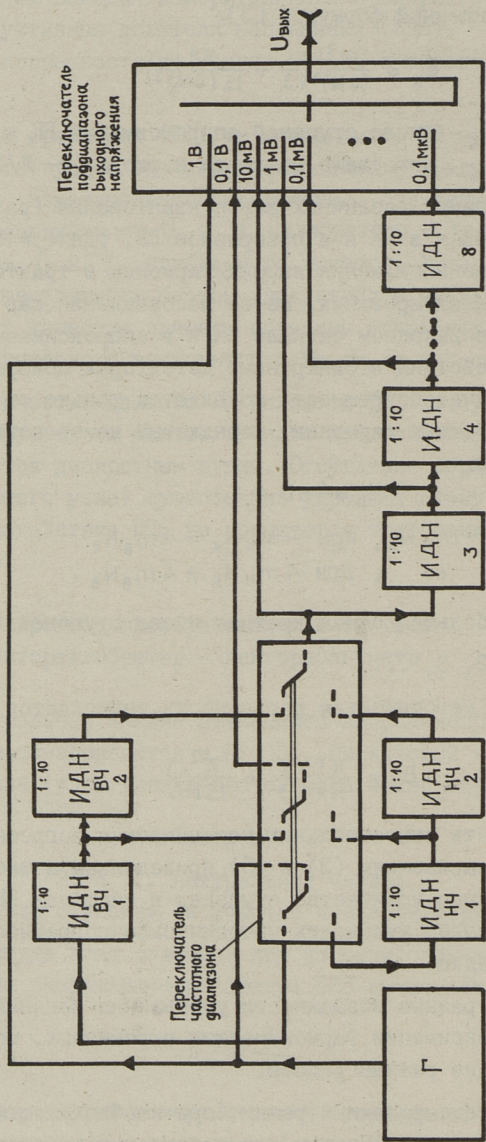
Относительная методическая погрешность вычисляется по формуле:

$$\delta_N = \frac{\pi^2}{N^2} \left(\frac{1}{3} + \frac{\pi^2}{15N^2} \right). \quad (5)$$

Зависимость относительных методических погрешностей вычисляется по выражениям (3) и (5), приведенным в таблице I. Видно, что разное количество ступенек в системах ВК и ВВ ($N_K \neq N_B$) позволяет уменьшить методические погрешности больше одного порядка.

Учитывая разные возможности уменьшения влияния ступенчатой аппроксимации гармонических переменных, можно предвидеть следующие режимы работы:

- некомпенсированный режим (при необходимости можно использовать внешние фильтры для подавления высших гармоник);



Фиг. 5. Схема индуктивного делителя напряжения для десятичного ослабления тестового или опорного сигнала в широком диапазоне частот с переключаемым коэффициентом деления.

- пропорционально компенсированный режим, где уменьшается значение формируемого сигнала с учетом состава гармоник формируемого сигнала и закона изменения преобразующих функций в поверяемом ВВ.

Т а б л и ц а I

Относительные методические погрешности взаимной корреляции аппроксимированных гармонических периодических функций

N	4N	δ_n	N_k	N_B	n	δ_n
3	13	0,02315948	4	3	48	0,00142912
4	16	0,01295014	5	3	60	0,00091435
5	20	0,00826526	5	4	80	0,00051420
6	24	0,00573115	6	3	24	0,00573115
12	48	0,00142912	6	4	48	0,00142912
15	60	0,00091435	6	5	120	0,00022846
20	80	0,00051420	7	6	168	0,00011656

5. Погрешности индуктивных делителей напряжения

Известно [4], что наличие коммутационных элементов (КЭ) может существенно увеличивать погрешности ИДН на низких частотах и при передаче прямоугольных импульсных сигналов. Для исключения влияния КЭ применено параллельное соединение ступеней выходных ИДН (фиг. 5), причем изменение напряжения внутри декады осуществляется дискретным регулированием задающего генератора. Весь частотный диапазон с 10 Гц до 100 кГц можно покрывать двумя параллельными комплектами (НЧ и ВЧ) первых двух ступеней ИДН.

Рассмотрим свойства отдельной ступени декадного ИДН. В области низких частот (НЧ) угловая частота ω близка к значению $1/\tau_0$ (где τ_0 - индуктивная постоянная времени) и индуктивные сопротивления секций становятся сравнимыми с активным сопротивлением секций и точность снижается. На средних частотах (СЧ) доминирующими являются индуктивные составляющие и коэффициент передачи напряжения является самым точным (относительные погрешности порядка 10^{-6}). В области высоких частот (ВЧ) из-за приближения последовательного резонанса на точность преимущественно влияют индуктивности рассеяния и емкости обмоток нагрузки.

Обмотка ИДН выполняется в виде n -проводного жгута (для декадного ИДН $n = 10$), причем все эти n однопроводных секций включены последовательно. Для декадного ИДН выход снимается с первой секции ($m = 1$) и таким образом геометрический коэффициент передачи ИДН $\kappa = \frac{m}{n} = 0,1$. Схема замещения ступени ИДН со сосредоточенными параметрами характеризуется сопротивлением секции r , емкостью секции C , основной индуктивностью секции L_c и индуктивностью рассеяния секции L (фиг. 6).

Погрешности ИДН на средних частотах зависят от разброса индуктивностей и их следует принимать как неустранимые основные погрешности. Их расчетное определение требует решения матрицы индуктивностей и связано с большим объемом вычислительных работ. Максимальная относительная погрешность модуля [5], которая имеет место при минимальном выходном напряжении, ограничено неравенством

$$\gamma_0 \leq \frac{0,5 \cdot 10^{-2}}{\mu}, \quad (6)$$

где μ — относительная магнитная проницаемость сердечника.

Принимая $\mu = 10^4$, что вполне реально для современных магнитных материалов, получим для относительной погрешности значение $\gamma_0 \leq \pm 0,5 \cdot 10^{-6}$.

Для области ВЧ можно, согласно работе [6], получить следующее выражение для модуля коэффициента передачи напряжения:

$$K_U \approx \kappa \left[1 - \frac{1}{3}(1 - \kappa)(1 - 2\kappa)\pi^2 n^3 L C f^2 \right]. \quad (7)$$

Как видно из формулы (7), относительная погрешность на ВЧ при $\kappa = 0,1$ выражается

$$\gamma_p = -240 \pi^2 L C f^2. \quad (8)$$

Оценку L и C (с точностью порядка $\pm 100\%$) можно получить расчетным путем, зная длину жгута. Для 10-проводного жгута экспериментально определенные средние погонные параметры $L' \approx 0,32$ мкГ/м и $C' \approx 30$ пФ/м. Для готового ИДН экспериментально можно L и C определить через входную емкость C_0 и выходную индуктивность L_v (входы ИДН закорочены), учитывая, что

$$C_0 = \frac{n^2 - 1}{12} C \quad \text{и} \quad L_v = n \kappa (1 - \kappa) L. \quad (9)$$

Фазовые погрешности на высоких частотах (влияние приближения последовательного резонанса между L и C еще незначительно) в основном зависят от емкостной постоянной времени секции и выражаются формулой

$$\Delta \varphi_f = \operatorname{arctg} \left[\frac{1}{6\kappa} \pi n^3 f C_n (1-\kappa)(1-2\kappa) \right]. \quad (I0)$$

Для устранения ВЧ погрешностей можно использовать коррекцию частотных погрешностей γ_f при помощи корректирующей емкости C_k , подключаемую между клеммами m и 0 (фиг. 6). При $\kappa < 0,5$ значение этой емкости следует определить формулой

$$C_k = \frac{n^2(1-2\kappa)}{12\kappa} C. \quad (II)$$

Наличие C_k улучшает частотную характеристику, но нарушает однородность распределения емкостей и вызывает некоторое увеличение фазовых сдвигов.

На низких частотах погрешности модуля и фазы значительно зависят от точности коэффициента передачи сопротивлений ($K_U = K_r$ при $\omega = 0$), определяемого как:

$$K_r = \frac{\sum_{i=1}^m r_i}{\sum_{i=1}^n r_i} = \frac{\sum_{i=1}^m r_i}{n \cdot r}. \quad (I2)$$

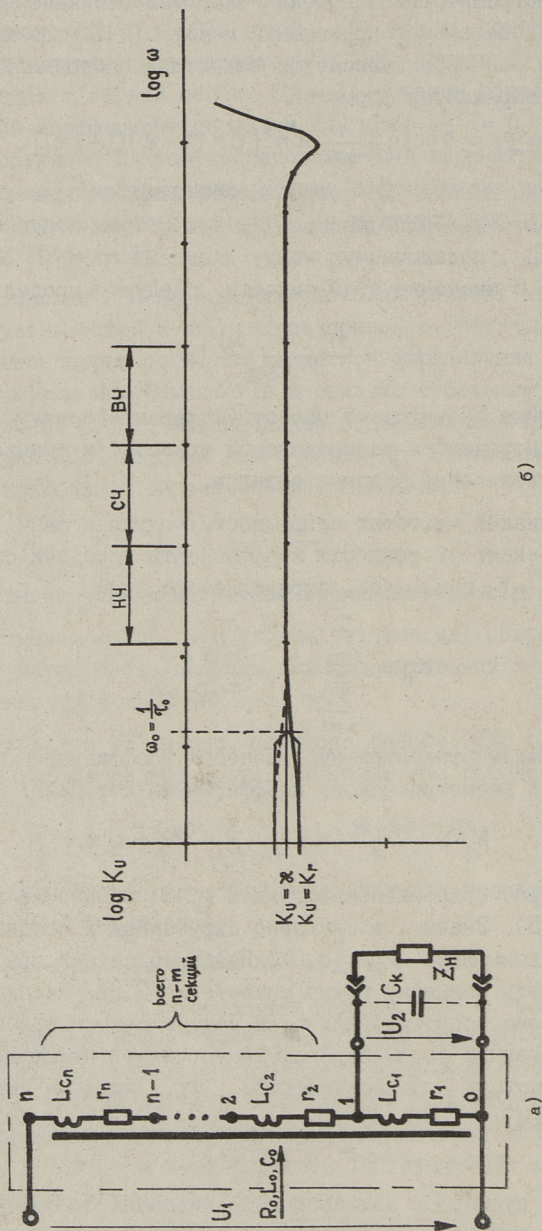
Выражаем относительную разность коэффициента K_r от идеального геометрического коэффициента передачи:

$$\beta_0 = \frac{K_r - \kappa}{\kappa} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \frac{r_i - r}{r}. \quad (I3)$$

Разброс сопротивлений секции $r_i - r$ обычно не превышает $\pm 5\%$ [5]. Значит, в случайно скрученных и соединенных жгутах максимально $\beta_0 = \pm 0,05$. Подбором секций при их соединении эту величину можно снизить до $0,01$. На низких частотах, кроме сопротивления r , в каждую секцию прибавляется еще приведенное (в последовательную схему замещения) сопротивление потерь в ферромагнетике r_c , которое выражается формулой [4]:

$$r_c = \frac{R_0 - nr}{n^2}, \quad (I4)$$

где R_0 - суммарное активное сопротивление последовательной схемы замещения на данной частоте (содержит и приведенное сопротивление потерь в ферромагнетике) [4].



Фиг. 6. Схема замещения ступени индуктивного делителя напряжения (а) и типичная частотная характеристика ступени декадного деления (б).

Основываясь на результатах работы [4] относительная погрешность модуля на низких частотах

$$\gamma_A = \frac{\beta_0}{\left(1 + \frac{r_c}{r}\right) \left[1 + (\omega\tau_0)^2\right]}, \quad (15)$$

где $\omega\tau_0 = \frac{\omega L_0}{R_0}$ - отношение индуктивной и активной составляющих входного импеданса ИДН.

Фазовые погрешности в области низких частот выражаются:

$$\Delta\varphi_A = -\operatorname{arctg}(\gamma_A \cdot \omega\tau_0). \quad (16)$$

Т а б л и ц а 2
Амплитудные и фазовые погрешности ИДН

НЧ				ВЧ		
f, кГц	Погр.	T1	T2	f, кГц	Погр.	T3..T9
0,01	γ_A	$\pm 5,1 \cdot 10^{-4}$	$\pm 13 \cdot 10^{-4}$	1,0	γ_A	$\pm 0,7 \cdot 10^{-4}$
0,01	$\Delta\varphi_A$	$\pm 0,042^\circ$	$\pm 0,12^\circ$	1,0	$\Delta\varphi_A$	$\pm 0,024^\circ$
0,5	γ_0	$\pm 0,25 \cdot 10^{-6}$	$0,25 \cdot 10^{-6}$	5	γ_0	$\pm 0,5 \cdot 10^{-6}$
0,5	$\Delta\varphi$	$\pm 0,006^\circ$	$0,02^\circ$	5	$\Delta\varphi$	$\pm 0,003^\circ$
1,0	γ_t	$-0,49 \cdot 10^{-6}$	$-0,06 \cdot 10^{-6}$	100	γ_t	$-42 \cdot 10^{-6}$
1,0	$\Delta\varphi_f$	$+0,03^\circ$	$0,0045^\circ$	100	$\Delta\varphi_f$	$+0,02^\circ$

Приведенные зависимости позволяют оценить амплитудные и фазовые погрешности ИДН в разных зонах рабочего частотного диапазона. Некоторые данные разных составляющих погрешностей представлены в таблице 2, откуда видно, что самые большие погрешности появляются на нижних частотах рабочего частотного диапазона.

Выводы

Предложенный вид аппроксимации позволяет создать вектор-калибратор, удовлетворяющий основным требованиям, предъявляемым к проверочной аппаратуре векторных приборов. Применение некоторых теоретических и технических решений дает возможность создать ВК по несложной структуре без сравнивающего узла. Оценка погрешностей ИДН показывает их применимость в ВК в качестве выходных делителей напряжения.

Л и т е р а т у р а

1. К р а в ч е н к о С.А. Калибраторы фазы. Л., Энергоиздат, 1981, 100 с.

2. С и л л а м а а Х.В., Л о г у н о в Г.П. Аппроксимационные методы генерирования синусоидального сигнала в синхронных преобразователях. См. наст. сб. с. 85-97.

3. С и л л а м а а Х.В., Т р у м м Т.В. Анализ методических погрешностей синхронного детекторного преобразователя с лестничным опорным сигналом. См. наст. сб. с. 73-84.

4. П е т е р с о н Я.В. Влияние импеданса ключей на погрешности коммутируемых индуктивных делителей напряжения. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 558, с. II-17.

5. И ы е р с Р.Р. Низкочастотные погрешности автотрансформаторных делителей напряжения. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 497, с. 73-80.

6. И ы е р с Р.Р. Расчет трансформатора со жгутовой обмоткой II. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 371, с. 41-50.

J. Peterson, T. Trumm

Apparatus for the Technical Control of Vector Voltmeters

Summary

The problems of the vector calibrator work-out are discussed in this paper. It is shown that the vector calibrator may be composed without using the comparison of the output voltage with the reference, i.e. without overall feedback. The quasiharmonical original signals are proposed to be formed from the precision d.c. voltages and attenuated by the inductive voltage divider. The formulas for the amplitude and phase errors of inductive voltage dividers are given for the lumped parameters model case.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ В СЫЧНЫХ
ПОМЕЩЕНИЯХ И НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ
ВЕКТОРВОЛЬТМЕТРА ДЛЯ ЭТОЙ ЦЕЛИ

Роль громкоговорителей (акустических систем) - самая ответственная в системах высококачественного звуковоспроизведения (в системах Хай-фи), так как они должны воспроизвести звук, записанный в концертных залах или студиях, в домашних сравнительно плохих акустических условиях.

В последние десятилетия качество компонентов Хай-фи систем непрерывно улучшалось, тем самым увеличивались и требования к измерительной аппаратуре, использованной для объективной проверки качества. Измерительная аппаратура для проверки качества проигрывателей, магнитофонов, усилителей и др. компонентов Хай-фи системы (кроме громкоговорителей) существует уже давно, требовалось только их улучшение. Вопрос оценки качества громкоговорителей более комплексный, трудный. До последнего времени при выпуске громкоговорителей ограничивались субъективной оценкой качества (экспертное прослушивание), поэтому очень важно найти и разработать методы и аппаратуру для объективной оценки.

Измерения громкоговорителей можно условно разделить на два вида:

- измерение электрических параметров и характеристик громкоговорителей;
- измерение параметров и характеристик громкоговорителей по звуковому давлению.

Измерения по звуковому давлению можно разделить на измерения в условиях свободного звукового поля (в звукомерной заглушенной камере) и на измерения в условиях однородного звукового поля (в звукомерной реверберационной камере).

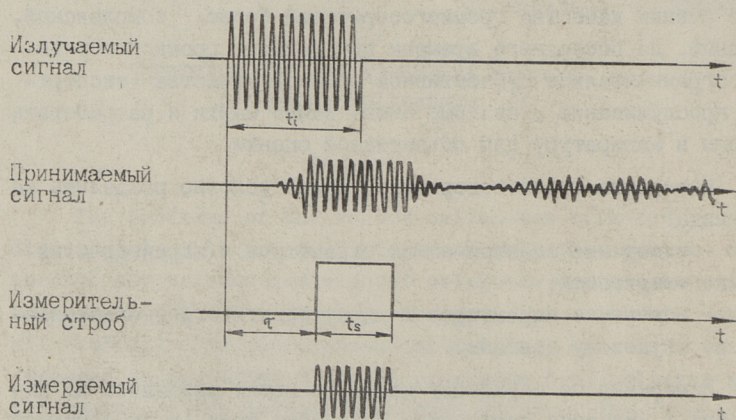
Произвести измерения электрических параметров и характеристик сравнительно легко и дешево, но, к сожалению, эти измерения имеют только вспомогательный характер при оценке качества громкоговорителей. Измерения параметров и характеристик по звуковому давлению, однако, требуют специальных помещений, габариты и цена которых повышается с их качеством и построение которых обычно экономически невозможно и нецелесообразно.

Проведение этих измерений берет много времени, является трудоемким и дорогим. До последнего времени измерения по звуковому давлению проводили только при разработке громкоговорителей и при периодических испытаниях. Основное количество громкоговорителей выпускается без какой-нибудь объективной проверки их качества.

В связи с этим особый интерес представляют методы измерения громкоговорителей по звуковому давлению без специальных звукомерных помещений.

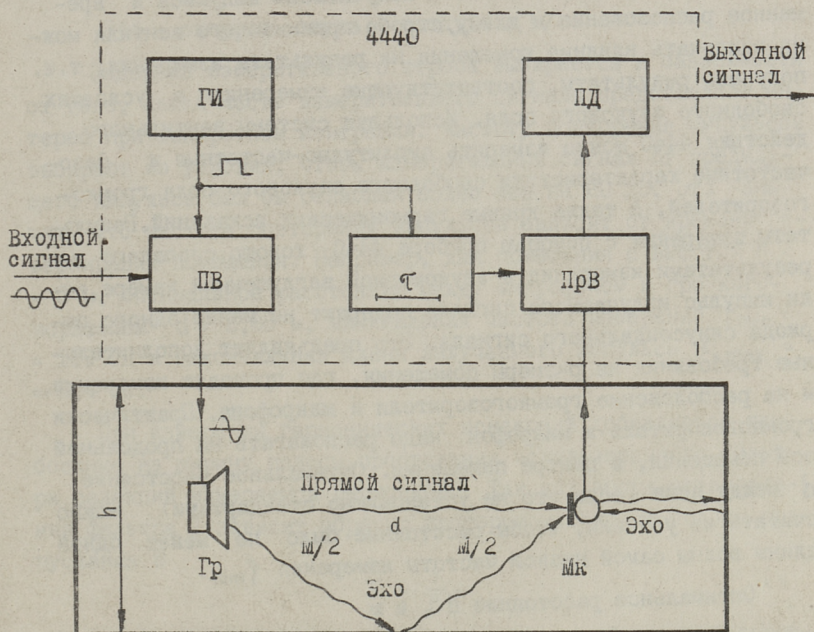
Известно два метода измерения громкоговорителей без специального помещения.

Метод стробирования основывается на подаче на громкоговоритель последовательности импульсов синусоидального звукового сигнала вместо непрерывного. Форма сигнала, при-



Фиг. 1. Эпюры сигналов в системе измерения характеристик громкоговорителя по звуковому давлению методом стробирования сигналов.

нимаемого измерительным микрофоном, в этом случае намного отличается от излучаемого (см. фиг. 1). Причиной этого являются, например, выброс от реакций громкоговорителя в начале импульса, внутренние отражения звуковой колонки, отражения от поверхностей измерительного помещения и др. Вся эта информация нежелательна, если мы измеряем частотные характеристики громкоговорителей, соответствующие измеренным в условиях свободного звукового поля с синусоидальным сигналом. Однако где-нибудь в принимаемом сигнале можно найти отрезок, амплитуда которого соответствует характеристике свободного звукового поля громкоговорителя. Эту информацию об устанавливаемом режиме можно измерять, выделяя желаемую часть из принимаемого сигнала с помощью стробирования.



Фиг. 2. Схема системы измерения характеристик громкоговорителя по звуковому давлению методом стробирования с помощью системы вентиляющего действия 4440 фирмы

ГИ - генератор импульсов, ПВ - передающее вентиляющее устройство, τ - устройство регулируемой временной задержки, ПрВ - принимающее вентиляющее устройство, ПД - пиковый детектор, Гр - испытуемый громкоговоритель, Мк - измерительный микрофон.

Это достигается, например, использованием системы вентильного действия 4440 фирмы Brüel & Kjær. На фиг. 2 приведен основной принцип измерений с помощью прибора 4440.

Синусоидальный измерительный сигнал подается через передающее вентильное устройство ПВ на испытуемый громкоговоритель Гр. Генератор импульсов ГИ определяет длину и частоту повторения импульса звукового тона, излучаемого громкоговорителем Гр. Сигнал, принимаемый микрофоном Мк, содержит прямой и эховые компоненты. Исследуя принимаемый сигнал на экране осциллографа и регулируя временную задержку и длительность отпирания принимающего вентильного устройства ПрВ, можно выделять только нужную часть микрофонного сигнала. Значение этой части измеряется пиковым детектором ПД. Таким образом, выбирая длительность излучаемого импульса и временное расположение и длину строба принимающего вентиля можно исключать влияние помещения на результаты измерения, т.е. получаем результаты, соответствующие измерениям в условиях свободного звукового поля. Используя системы вентильного действия 4440 можно измерять амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики свободного звукового поля громкоговорителей, а также кривые гармонических искажений. Результаты измерения с помощью прибора 4440 хорошо совпадают с результатами измерения в звукомерной заглушенной камере, если импульс излучаемого сигнала содержит не менее одного периода синусоидального сигнала. Это предъявляет дополнительные требования на размеры помещения, где проводят измерения, и на расположение громкоговорителя и микрофона. Практически громкоговоритель и микрофон надо располагать на продольной оси помещения, в центре помещения. Оптимальное расстояние d между ними (если это не установлено стандартами) можно считать из условий, чтобы расстояние было не менее одной длины волны самой низкой частоты измерения f_{\min} .

Оптимальное расстояние d , в м

$$d = 0,58 h, \quad (1)$$

где h — самый малый размер помещения (обычно высота), в м.

Минимальную частоту измерения f_{\min} можно приблизительно оценить по формуле

$$f_{\min} = \frac{595}{h} \text{ [Гц]}, \quad (2)$$

где h - самый малый размер помещения, в м;

0,95 - коэффициент пропорциональности при оптимальном расстоянии между громкоговорителем и микрофоном.

Это означает, что требования к размерам измерительного помещения такие, как при звукомерной заглушенной камере.

Максимальная длина излучаемого импульса звукового тона зависит от расстояния между громкоговорителем и микрофоном и от минимального пути отраженного звука

$$t_{i\max} = \frac{M - d}{344}, \quad (3)$$

где $t_{i\max}$ - максимальная длина излучаемого импульса, в с;

M - минимальный путь отраженного звука, в м;

d - расстояние между громкоговорителем и микрофоном, в м;

344 - скорость звука в воздухе в м/с.

Задержка измерительного строба выбирается в зависимости от того, какая часть измерительного сигнала представляет интерес при конкретном измерении. Частоту повторения импульсов выбирают из условия, чтобы измерительный сигнал от предыдущего импульса был бы ослаблен более чем на 20 дБ. Это значит, что частота повторения импульсов зависит от времени реверберации помещения. Например, для помещения с высотой $h = 5$ м, оптимальное расстояние между микрофоном и громкоговорителем $d = 2,88$ м, минимальная частота измерений $f_{\min} = 119$ Гц и максимальная длина излучаемого импульса $t_{i\max} = 8,4$ мс.

При измерении гармонических искажений добавляется требование на ширину полосы пропускания использованного фильтра селекций измеряемой гармоникой. Так как время установления фильтра T зависит обратно пропорционально от полосы пропускания B

$$T \sim \frac{1}{B}, \quad (4)$$

то при использовании фильтра со слишком малой полосой пропускания, сигнал на выходе фильтра не успевает установиться (выходным сигналом является импульс звукового тона). Это требование выполняется при использовании, например, гетеродинного частотного анализатора 2010 фирмы Brüel & Kjær, у которого ширину полосы пропускания можно регулировать от 3,17 до 1000 Гц.

Развитие микропроцессорной техники сделало возможным использовать другие методы измерений громкоговорителей по звуковому давлению в обычных помещениях. Стало реальным практически провести временной и частотный анализы сигналов в реальном масштабе времени.

С помощью цифровых анализаторов (например, узкополосные частотные анализаторы 2031 и 2033 фирмы Brüel & Kjær или отечественный анализатор СК4-72) можно изучать реакцию громкоговорителей на сигналы разного вида, можно получать частотные характеристики громкоговорителей и помещений измерения. Однако эти частотные анализаторы – дорогие и сложные приборы, использование которых реально только при разработке, а не в производстве громкоговорителей.

Фирма Teledyne-Acoustic Research разработала более простую и дешевую систему для измерения амплитудно-частотных характеристик громкоговорителей. Система создана на базе микрокомпьютера Apple II со специально разработанными программным обеспечением и устройствами ввода-вывода. Работа системы базируется на обработке с помощью быстрого преобразования Фурье результатов измерения реакций громкоговорителя на пакеты коротких видеоимпульсов, энергетический спектр которых, подобно белому шуму, содержит энергию всех частот. Изменяя параметры измерительного строба можно получить амплитудно-частотные характеристики свободного звукового поля громкоговорителей, а также характеристики в реальных помещениях слушания.

Оба метода также дают возможность исследовать влияние колонки громкоговорителя и разных элементов помещения на качества звучания.

К сожалению, отечественной промышленностью такие приборы на сегодняшний день серийно не выпускаются, поэтому проблема разработки подобных методов измерения и необходимых приборов является актуальной.

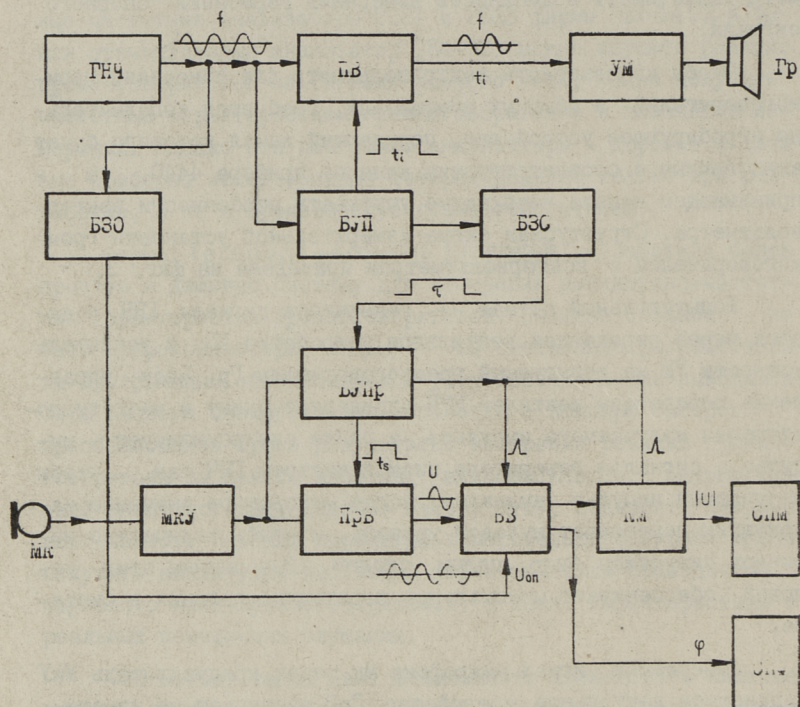
На кафедре автоматики в ТПИ в последние годы занимаются разработкой векторвольтметра, с помощью которого решается вопрос измерения многих параметров низкочастотного переменного напряжения. Поэтому представляет интерес возможность использования векторвольтметра для проверки качества громкоговорителей. Векторвольтметр позволяет измерять

одновременно модуль (амплитуду) и фазу периодического сигнала — т.е. можно одновременно измерять амплитудно-частотную характеристику. Так как векторвольтметр подавляет случайные сигналы и сигналы с частотой, не равной опорному сигналу, измерения можно провести в помещении, имеющем высокий уровень акустических помех. Разрабатываемый векторвольтметр также имеет возможность измерения гармоник опорного сигнала.

Чтобы использовать векторвольтметр для измерений громкоговорителей в обычных помещениях, требуется дополнительно стробирующее устройство, передающий канал которого будет аналогичным с соответствующим каналом прибора 4440, а в принимающем канале необходимо учитывать особенности векторвольтметра. Структурная схема измерительной установки громкоговорителей с векторвольтметром приведена на фиг. 3.

Испытательный сигнал из генератора сигнала ГЧ подается через передающее вентиляльное устройство ПВ и усилитель мощности УМ на испытуемый громкоговоритель Гр. Блок управления передающим вентилем БУП определяет длину и частоту повторения излучаемого импульса, а также синхронизирует импульс с сигналом генератора низкой частоты ГНЧ так, чтобы излучаемый импульс начинался, когда мгновенное значение напряжения пересекает нулевой уровень, и чтобы количество периодов синусоиды было целым числом. Выполнение этих условий обеспечивает минимальные переходные явления в системе.

Измеряемый сигнал микрофона Мк через предусилитель МкУ и приемное вентиляльное устройство ПрВ поступает на измерительный вход векторвольтметра ВВ. Синхроимпульс запуска поступает в блок управления приемным вентилем БУПр из блока управления передающим вентилем БУП через блок задержки синхроимпульса ВЗС. Блок управления приемным вентилем БУПр определяет начало и длину измерительного строба и отпирает-запирает приемное вентиляльное устройство ПрВ в моменты, когда мгновенное значение измеряемого сигнала пересекает нулевой уровень. Блоком управления приемным вентилем БУПр также выдается синхроимпульс для векторвольтметра ВВ и корректора масштаба КМ. На вход опорного сигнала векторвольтметра ВВ подается выходной сигнал генератора ГЧ прямо или через блок



Фиг. 3. Схема системы измерения характеристик громкоговорителей по звуковому давлению методом стробирования с использованием векторвольтметра.

ГНЧ - генератор сигнала низкочастотный, ПВ - передающее вентиляльное устройство, УМ - усилитель мощности, БУП - блок управления передающим устройством, БЗС - блок задержки синхроимпульса, БУПР - блок управления приёмным вентилялом, МкУ - микровый перед-усилитель, ПрВ - приёмное вентиляльное устройство, ВВ - векторвольтметр, КМ - корректор масштаба, СПМ - самописец модуля, СПФ - сапписец фазы, БЗО - блок задержки опорного сигнала, Гр - испытуемый громкоговоритель, Мк - измерительный микрофон.

задержки опорного сигнала БЗО. Последний включается в схему для удобства измерения фазы.

Вносимая блоком БЗО задержка регулируется соответствующей временной задержкой распространения сигнала из громкоговорителя Гр до микрофона Мк. Выходные сигналы модуля и фазы векторвольтметра ВВ для записи кривых подаются на самописцы СПМ и СПФ соответственно, причем сигнал модуля подается на самописец СПМ через корректор масштаба КМ. Необходимость коррекции масштаба появляется, если постоянная времени интегрирования в векторвольтметре нерегулируема. Так как длина импульса входного сигнала зависит от частоты, то без этой коррекции значение модуля сигнала имело бы дополнительную частотно-зависимую погрешность, которая увеличивалась бы с уменьшением частоты. Требования, предъявляемые к размерам помещения измерения и к расположению громкоговорителя и микрофона к измерительному сигналу остаются такими же, как при измерениях с помощью прибора 4440, но использование векторвольтметра допускает работать при значительно высших уровнях фонового шума (благодаря синхронному детектированию), что является важным фактором при измерениях в производственных помещениях.

На базе разрабатываемого векторвольтметра добавлением серийно выпускаемых приборов и стробирующего устройства, удастся решать вопрос измерения параметров и характеристик громкоговорителей по звуковому давлению без звукомерной заглушенной камеры - решается одна возможность технологической проверки громкоговорителей в производстве.

Л и т е р а т у р а

1. ГОСТ 16122-78. Громкоговорители. Методы электроакустических испытаний.

2. Б р и н т о н Д. Компьютерная система для испытаний громкоговорителей. Электроника, 1979, № 9, с. 8,9.

3. Electronic Instruments. Master Catalogue. Brüel & Kjaer. Naarum, Denmark. 768 p.

4. M ø l l e r Н., T h o m s e n С. Electroacoustic free-field measurements in ordinary rooms - using gating techniques. B&K application note 17-196, 13 p.

5. Acoustic measurements using the digital frequency analyzer type 2131 with a desk-top calculator. E&K application note 17-211. 10 p.

6. M ø l l e r H. Loudspeaker phase measurements transient response and audible quality. B&K application note 17-198. 14 p.

7. R a n d o l l R.B., T e c h B.A. Application of B&K equipment to frequency analysis. Brüel & Kjær, 1977. 239 p.

H. Trampark, M. Min

Loudspeakers Quality Control in Ordinary Rooms
and Some Problems of Using Vector Voltmeter
for This Purpose

Summary

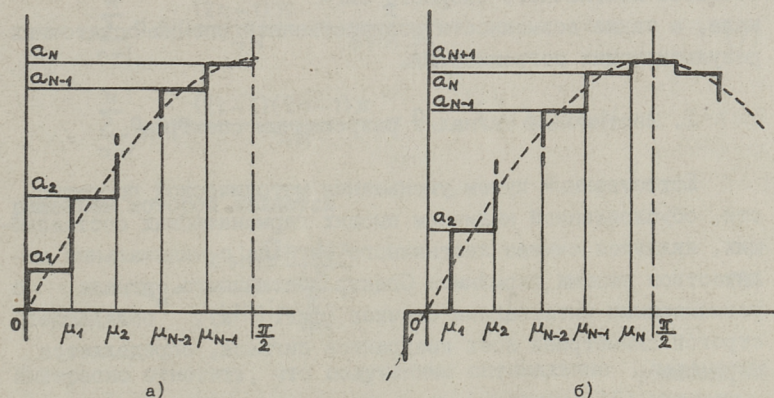
The loudspeakers measurement via sound pressure in ordinary rooms is dealt with and purposeful application of those measurement methods is founded.

A review of the methods and means for measuring loudspeakers in ordinary rooms is given. Problems connected with the elimination of the influence of reflections and other undesirable phenomena are described.

The operating principle and block-scheme of the system based on the application of vector voltmeter for the measurements in ordinary rooms are described.

АНАЛИЗ МЕТОДИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ СИНХРОННОГО
ДЕТЕКТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ЛЕСТНИЧНЫМ
ОПОРНЫМ СИГНАЛОМ

В синхронных измерительных преобразователях наилучшим образом себя оправдали лестничные аппроксимации синусоидального опорного сигнала (фиг. 1) [1] ввиду высокой точности реализации и возможности изменения частоты сигнала в весьма широких пределах. Однако применение лестничного опорного сигнала обуславливает появление методических погрешностей при несинусоидальном характере входного сигнала.



Фиг. 1. Лестничные аппроксимации синусоидального сигнала.

Идеальный синхронный детектор (фиг. 2) формирует на выходе сигнал $Y(t)$, пропорциональный среднему значению произведения входного сигнала $X(t)$ на опорный сигнал $Z(t)$, т.е.

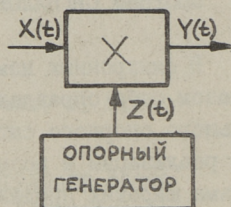
$$Y(t) = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) Z(t) dt, \quad (I)$$

причем время усреднения выбирается при периодических входных и опорных сигналах целым, кратным их периоду T . В таком случае среднее значение выходного сигнала выражается

$$Y_0 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} X_k Z_k \cos \varphi_k, \quad (2)$$

где X_k и Z_k - означают составляющие амплитудных спектров входного и опорного сигналов соответственно, а φ_k - выражает разность фаз соответствующих гармонических составляющих.

При несинусоидальном входном и опорном сигналах выход детектора формируется по (2) взаимодействием множества гармонических составляющих входного и опорного сигналов, и точное восстановление гармонического состава входного сигнала уже не окажется возможным. В данной статье изучаются пути уменьшения погрешностей, обусловленных гармоническим составом лестничного опорного сигнала, а также возможности количественной оценки остаточных результирующих погрешностей.



Фиг. 2. Структурная схема идеального синхронного детектора.

1. Лестничный сигнал с разреженным спектром

Естественным путем уменьшения методической погрешности, обусловленной наличием высших гармонических составляющих, является синтез лестничного сигнала с минимальным количеством высших гармоник. Спектр лестничного сигнала с равномерными интервалами скачков (фиг. 1 а), обладающего строгой симметрией всех квадрантов сигнала, определяется выражением

$$L(\varphi) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin k \varphi, \quad (3)$$

где $\varphi = \omega t = \frac{2\pi}{T} t$ (T - период сигнала),

причем ненулевыми окажутся лишь нечетные гармоники $k = 2i - 1$, $i = 1, 2, \dots$.

Если уровни лестничного сигнала с N интервалами в первом квадранте $\varphi \in [0 \dots \frac{\pi}{2}]$ обозначить через a_n ($n = 1, \dots, N$), а скачковые моменты через

$$\mu_n = n \frac{\pi}{2N}, \quad n = 0, \dots, N, \quad (4)$$

то для вычисления амплитуд A_k спектра (3) получается выражение

$$A_k = \frac{8}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{4N} \sum_{n=1}^N a_n \sin(2n-1) \frac{k\pi}{4N}. \quad (5)$$

Для уменьшения гармонического состава лестничного сигнала с N интервалами можно ставить следующие N условий

$$\begin{aligned} A_1 &= 1, \\ A_{2i-1} &= 0, \quad i = 2 \dots N \end{aligned} \quad (6)$$

для выбора уровней a_n , $n = 1, \dots, N$. Другими словами, требуем отсутствие всех первых N нечетных гармоник, кроме основной частоты $k = 1$. При этом требование $A_1 = 1$ означает, что основная гармоника в точности равняется аппроксимируемому синусу. На основании (5) можно тогда получить систему

$$\sum_{n=1}^N a_n \sin \frac{(2n-1)\pi}{4N} = \frac{\pi}{8 \sin \frac{\pi}{4N}}, \quad (7)$$

$$\sum_{n=1}^N a_n \sin \frac{(2i-1)(2n-1)\pi}{4N} = 0, \quad i = 2, \dots, N$$

решением которой является

$$a_n = \frac{\pi \sin \frac{(2n-1)\pi}{4N}}{4N \sin \frac{\pi}{4N}}, \quad n = 1, \dots, N. \quad (8)$$

Интересно отметить, что полученные оптимальные параметры лестничного сигнала по спектральным условиям (6) незначительно отличаются от оптимальных реализаций, вытекающих из критериев временной близости лестничного сигнала относительно аппроксимирующего синуса [2]. Для всех случаев аппроксимации получается общее выражение

$$a_n = M(n) \cdot \sin \frac{(2n-1)\pi}{4N}, \quad n = 1, \dots, N \quad (9)$$

с различным множителем $M(n)$ для различных критериев. С учетом (9) можно выражение спектра (5) представить в следующем виде:

$$A_k = \frac{8M(n)}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{4N} \sum_{n=1}^N \sin(2n-1) \frac{\pi}{4N} \sin(2n-1) \frac{k\pi}{4N} =$$

$$= \frac{8M(n)}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{4N} \left(\frac{\sin \frac{(k-1)\pi}{2}}{4 \sin \frac{(k-1)\pi}{4N}} - \frac{\sin \frac{(k+1)\pi}{2}}{4 \sin \frac{(k+1)\pi}{4N}} \right). \quad (10)$$

Анализ полученного выражения выявляет, что ненулевые составляющие спектра могут иметь место лишь при $k=4pN \pm 1$, $p=0, 1, 2, \dots$, причем

$$A_k = \frac{M(n)}{k} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{4N}}{\frac{\pi}{4N}}, \quad k=4pN \pm 1, \quad p=0, 1, 2, \dots \quad (11)$$

Поэтому оптимальные реализации лестничного сигнала действительно обладают разреженным спектром. В нашем случае получается просто

$$A_k = \frac{1}{k}, \quad k=4pN \pm 1, \quad p=0, 1, 2, \dots \quad (12)$$

Лестничную аппроксимацию синуса можно реализовать также со смещенными равномерными интервалами (фиг. 1 б), где крайние интервалы продолжают в соседних квадрантах. Тогда скачковые интервалы выражаются

$$\mu_0 = 0; \quad \mu_n = \frac{(2n-1)\pi}{4N}, \quad n=1 \dots N; \quad \mu_{N+1} = \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

и спектр сигнала имеет вид

$$A_k = \frac{8}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{4N} \left[(-1)^{i-1} \frac{a_{N+1}}{2} + \sum_{n=2}^N a_n \sin(n-1) \frac{k\pi}{2N} \right], \quad k=2i-1, \quad i=1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

Расчет оптимальных уровней по критерию разреженного спектра (6) дает здесь выражение

$$a_n = \frac{\pi \sin(n-1) \frac{\pi}{2N}}{4N \sin \frac{\pi}{4N}}, \quad n=1, \dots, N+1. \quad (15)$$

Дальнейший анализ оптимального спектра ведет в отличие от (12) к результату

$$A_{4pN-1} = -\frac{1}{k},$$

$$A_{4pN+1} = \frac{1}{k}, \quad p = 0, 1, 2, \dots, \quad (16)$$

отличающемуся лишь в части фазового спектра (180° вместо 0° , $k=4pN-1$) по сравнению с рассмотренным ранее спектром. Амплитудные спектры в обоих случаях полностью совпадают.

2. Методическая погрешность, обусловленная высшими гармониками лестничного сигнала

Ввиду произвольного характера входного сигнала синхронного преобразователя для оценки погрешностей целесообразно ввести три специальных класса тестовых входных сигналов:

а) класс импульсных тестовых сигналов, обладающих амплитудным спектром

$$\chi_k^n = 1, \quad k = 1, 2, \dots \quad (17)$$

при произвольных фазовых спектрах;

б) класс кусочно-гладких тестовых сигналов с амплитудным спектром

$$\chi_k^{k\Gamma} = \frac{1}{k}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (18)$$

и произвольным фазовым спектром;

в) класс гладких тестовых сигналов с амплитудным спектром

$$\chi_k^\Gamma = \frac{1}{k^2}; \quad k = 1, 2, \dots \quad (19)$$

и произвольным фазовым спектром.

Разумеется, использованные наименования классов лишь указывают принадлежность данных тестовых сигналов к соответствующим типам. При анализе детектора предполагается, что из данных классов выбирается (наихудший) представитель, фазовый спектр которого совпадает с фазовым спектром опорного сигнала (поэтому принимается $\varphi_k = 0$ для всех гармоник в выражении (2)).

Тогда при синусоидальном опорном сигнале с $A_1 = I$ в соответствии с (2) выход синхронного детектора Y_0 при всех классах тестовых сигналов получается 0,5, а относительная

методическая погрешность, обусловленная высшими гармониками оптимального лестничного сигнала, может вычисляться

$$\delta Y'' = \sum_{p=1}^{\infty} \left(\frac{1}{4pN-1} + \frac{1}{4pN+1} \right), \quad (20)$$

$$\delta Y^{K\Gamma} = \sum_{p=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(4pN-1)^2} + \frac{1}{(4pN+1)^2} \right), \quad (21)$$

$$\delta Y^{\Gamma} = \sum_{p=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(4pN-1)^3} + \frac{1}{(4pN+1)^3} \right). \quad (22)$$

Ясно, что для класса импульсных сигналов $\delta Y''$ выражение (20) не сходится и практически можно лишь оценить погрешность при заданной ширине спектра (задавая верхний предел суммирования).

Для вычисления $\delta Y^{K\Gamma}$ можно воспользоваться приближенным равенством

$$\frac{1}{(4pN-1)^2} + \frac{1}{(4pN+1)^2} \approx \frac{2}{(4pN)^2} + \frac{6}{(4pN)^4}, \quad (23)$$

которое ведет к результату

$$\delta Y^{K\Gamma} = \frac{\pi^2}{3(4N)^2} \left(1 + \frac{\pi^2}{5(4N)^2} \right). \quad (24)$$

Уже при $N = 2$ ошибка рассчитанной погрешности по (24), обусловленная приближенностью (23), не превышает $4 \cdot 10^{-5}$. Аналогично можно исходить для вычисления погрешности (22) из приближенного равенства

$$\frac{1}{(4pN-1)^3} + \frac{1}{(4pN+1)^3} \approx \frac{2}{(4pN)^3} \left(1 + \frac{6}{(4pN)^2} \right), \quad (25)$$

используя которое получим

$$\delta Y^{\Gamma} = \frac{2,4041138}{(4N)^3} + \frac{12,443133}{(4N)^5}. \quad (26)$$

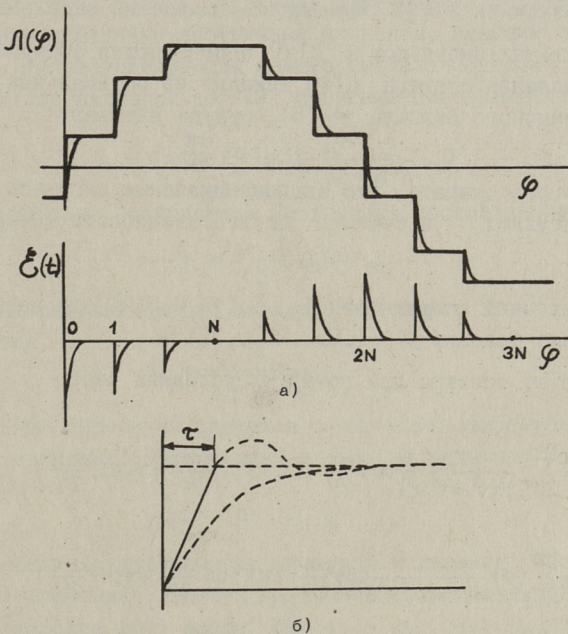
Некоторые вычисленные по (21) и (22) значения погрешностей представлены в таблице I. Численные данные свидетельствуют, что методическая погрешность, обусловленная высшими гармониками, уже при $N = 5$ достаточно мала (конечно, применительно к тестовым сигналам). Значение методических погрешностей для входных тестовых сигналов позволяет оценить предельную погрешность при любом входном сигнале.

Таблица I

N	$\delta Y_{\text{КГ}}$	$\delta Y_{\text{Г}}$
2	0,05303	0,005090
3	0,02316	0,001442
4	0,01295	0,000599
5	0,00827	0,000304
8	0,00322	0,000074
12	0,00143	0,000022
15	0,00091	0,000011

3. Погрешности от искажений лестничного сигнала.

При генерировании лестничного сигнала аналоговыми методами неизбежны искажения скачковых фронтов (фиг. 3) из-за инерционных процессов в коммутационных и формирующих элементах.



Фиг. 3. Искажения скачковых фронтов при генерировании лестничного сигнала аналоговыми методами.

тах. Их воздействие эквивалентно прибавлению идеальному лестничному сигналу некоторого сигнала искажений $\xi(\varphi)$ (фиг. 3). Воздействие такого сигнала удобнее всего оценить через его спектр. Из-за характеристик симметрии спектр сигнала искажений $\xi(\varphi)$ содержит лишь нечетные гармоники

$$\xi(\varphi) = \sum_{k=1}^{\infty} E_k \cos k\varphi + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \sin k\varphi, \quad k=2i-1. \quad (27)$$

Аппроксимируя искаженные фронты лестничного сигнала экспонентами с равными постоянными времени τ , имеем

$$\xi(\varphi) = \sum_{n=0}^{2N-1} (a_n - a_{n+1}) e^{-\beta(\varphi - \mu_n)} \cdot H(\varphi - \mu_n), \quad (28)$$

где $H(\varphi - \mu_n)$ - функция Хевисайда ($H=0, \varphi < \mu_n; H=1, \varphi \geq \mu_n$), а постоянная затухания выражается

$$\beta = \frac{T}{2\pi\tau} = \frac{\nu}{2\pi}, \quad (29)$$

если обозначить $\nu = \frac{T}{\tau}$. Моменты же появления отдельных экспоненциальных импульсов в $\xi(\varphi)$ определяются формулой (4). Для вычисления спектра $\xi(\varphi)$ исходим из оптимальных уровней лестничного сигнала по (8), откуда вытекает

$$a_{n+1} - a_n = \frac{\pi}{2N} \cos \frac{n\pi}{2N} \quad (30)$$

и будем предполагать, что экспоненциальные импульсы практически затухают в течение одного скачкового интервала, т.е.

$$e^{-\beta \frac{\pi}{2N}} \approx 0.$$

При остаточной погрешности $1 \dots 0,1 \dots 0,01$ % это дает соответственно условие $\nu > (18 \dots 28 \dots 37) N$.

Расчет спектра при принятых условиях дает

$$E_k = \sum_{n=0}^{2N-1} \frac{2\pi}{N(\nu^2 + 4\pi^2 k^2)} \cos \frac{n\pi}{2N} (2\pi k \sin \frac{kn\pi}{2N} - \nu \cos \frac{kn\pi}{2N}) \quad (31)$$

$$F_k = \sum_{n=0}^{2N-1} (-1)^n \frac{2\pi}{N(\nu^2 + 4\pi^2 k^2)} \cos \frac{n\pi}{2N} (2\pi k \cos \frac{kn\pi}{2N} + \nu \sin \frac{kn\pi}{2N}). \quad (32)$$

Анализ полученных выражений выявил, что ненулевые гармоники имеют место лишь при условии

$$k = 4pN \pm 1, \quad p = 0, 1, 2, \dots, \quad (33)$$

а при таких значениях k имеем

$$E_{4pN \pm 1} = -\frac{2\pi\gamma}{\gamma^2 + 4\pi^2(4pN \pm 1)^2} = -\frac{\beta}{\beta^2 + k^2}, \quad (34)$$

$$F_{4pN \pm 1} = -\frac{4\pi^2(4pN \pm 1)}{\gamma^2 + 4\pi^2(4pN \pm 1)^2} = -\frac{k}{\beta^2 + k^2}. \quad (35)$$

Поэтому для комплексного спектра сигнала искажений $\mathcal{E}(\varphi)$ получим

$$\dot{\xi}_k = E_k - jF_k = \frac{2\pi}{\sqrt{\gamma^2 + 4\pi^2 k^2}} e^{j(\frac{\pi}{2} + \xi_k)}, \quad k = 4pN \pm 1, \quad (36)$$

где

$$\xi_k = \arctg \frac{\beta}{k} = \arctg \frac{\gamma}{2\pi k}. \quad (37)$$

Если такой сигнал искажений суммировать с ранее рассмотренным идеальным лестничным сигналом, имеющим спектр по (12), то результирующий спектр сигнала содержит вместо синусных составляющих по (12) синусные составляющие величиной

$$A_k = \frac{1}{k} + F_k = \frac{\beta^2}{k(\beta^2 + k^2)}, \quad (38)$$

и дополнительно появляются косинусные составляющие

$$B_k = -\frac{\beta^2}{\beta^2 + k^2}. \quad (39)$$

Тем самым результирующий амплитудный спектр при $k = pN \pm 1$ выражается

$$C_k = \frac{\beta}{k\sqrt{\beta^2 + k^2}}, \quad (40)$$

а отдельные гармоники окажутся смещенными относительно прежних синусных составляющих по (3) на величину фазового сдвига

$$\psi_k = -\arctg \frac{k}{\beta}. \quad (41)$$

Наиболее существенными окажутся искажения основной (первой) гармоники. Вместо единичной синусоидальной составляющей (условие (6)) имеем по (40) за счет фронтовых искажений меньшую амплитуду. Относительная погрешность при больших β приблизительно выражается

$$\delta C_1 = \frac{1}{2\beta^2} = 2\pi^2 \left(\frac{\tau}{T}\right)^2, \quad (42)$$

следовательно, для амплитудной погрешности не более 0,1 % (или 1 %) необходимо обеспечить $T > 140\tau$ (или $T > 45\tau$). Кроме того, первая гармоника по (41) окажется смещенной приблизительно на $\beta^{-1} = 2\pi \frac{\tau}{T}$ радиан. Это означает, что для обеспечения фазовой погрешности не более 1 град. должно соблюдаться условие $T > 360\tau$. При частоте в 1 МГц отсюда вытекает требование к длительности допустимых фронтов лестничного сигнала в виде $\tau < 3$ нс, что весьма трудно выполнить.

Экспонентная аппроксимация скачковых фронтов лестничного сигнала по (28) лучше подходит при аperiodических фронтах. При фронтах с небольшими выбросами, по-видимому, ближе к истинной окажется треугольная аппроксимация фронта (фиг. 3 б). В этом случае сигнал искажений $\xi'(\varphi)$ можно представить совокупностью треугольных импульсов. Если длительность основания треугольника обозначить через τ (соответствующий фазовый интервал выражается $\varphi_\tau = 2\pi \frac{\tau}{T}$), то сигнал искажений получит выражение

$$\xi'(\varphi) = \sum_{n=0}^{2N-1} \frac{\pi}{2N} \cos \frac{n\pi}{2N} \left(1 - \frac{\varphi - \mu_n}{\varphi_\tau}\right) H(\varphi - \mu_n) \cdot H(\mu_n + \varphi_\tau - \varphi), \quad (43)$$

где $H(\varphi)$ — по-прежнему обозначает функцию Хевисайда.

Сам расчет спектра в данном случае несущественно отличается от расчета спектра в случае экспоненциальных фронтов. Оказывается, что здесь ненулевые составляющие спектра появляются лишь при $k = 4\rho N \pm 1$, $\rho = 0, 1, 2, \dots$ и имеют выражения

$$E'_k = -\frac{1 - \cos k\varphi_\tau}{k^2\varphi_\tau} \quad (44)$$

$$F'_k = -\frac{1}{k} \left(1 - \frac{\sin k\varphi_\tau}{k\varphi_\tau}\right). \quad (45)$$

В данном случае результирующий спектр лестничного сигнала с треугольными фронтами выражается

$$A'_k = \frac{1}{k} + F'_k = \frac{\sin k\varphi_\tau}{k^2\varphi_\tau}, \quad (46)$$

$$B'_k = E'_k = -\frac{1 - \cos k\varphi_\tau}{k^2\varphi_\tau}. \quad (47)$$

Отсюда амплитуда первой гармоники имеет величину

$$C'_1 = \frac{2 \sin \frac{\varphi\tau}{2}}{\varphi\tau} \approx 1 - \frac{\varphi^2\tau^2}{24},$$

следовательно, относительную погрешность искажения амплитуды от треугольных фронтов при $\tau \ll T$ можно вычислить по формуле

$$\delta C'_1 = \frac{\pi^2}{6} \left(\frac{\tau}{T} \right)^2. \quad (48)$$

В данном случае амплитудная погрешность не превышает 0,1 % при условии $T > 41\tau$. Фазовую же погрешность, обусловленную ненулевым значением B'_1 по (47), можно найти по формуле

$$\psi'_1 = -\arctg \frac{1 - \cos \varphi\tau}{\sin \varphi\tau} = -\arctg \left(\operatorname{tg} \frac{\varphi\tau}{2} \right) = -\frac{\varphi\tau}{2} = -\pi \frac{\tau}{T}, \quad (49)$$

которая в два раза меньше соответствующей погрешности при экспоненциальных фронтах (если длительность треугольного фронта приравнять постоянной времени экспонентного фронта). Можно полагать, что в большинстве случаев погрешности, обусловленные реальными фронтами, находятся посередине погрешностей, теоретически рассчитанных по обоим допущениям о характере фронта.

4. Итоги

Полученные выражения важнейших составляющих методических погрешностей синхронного преобразователя позволяют в процессе проектирования выбрать наиболее предпочитаемые компромиссные соотношения между точностными характеристиками и рабочим частотным диапазоном преобразователя.

Л и т е р а т у р а

1. S a l z K., F r e i l i c h A. Phase-angle voltmeter solve noise problem. - Electronic design news (EDN), June 1981, N 12, p. 113-121.

2. Л о г у н о в Г.П., С и л л а м а а Х.В. Аппроксимированные методы генерирования синусоидального сигнала в синхронных преобразователях. См. наст. сб. с. 85-97.

H. Sillamaa, T. Trumm

Methodic Error Analysis of a Synchronous Phase
Detector with Multistep Reference Signal

Summary

An analysis of methodic errors of an ideal phase-detector due to higher harmonics of the spectra of a multistep approximation of a sinusoidal reference signal is represented. For various input test signals, it has been shown that a reference signal with 5-8 step levels usually ensures a negligible error.

The case of a multistep reference signal with exponential or linear front distortion is also considered and formulae for calculating phase-detector amplitude and phase errors have been obtained.

АППРОКСИМАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ
СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА В СИНХРОННЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

I. Введение

В любой вектормерной аппаратуре [1, 2, 3] присутствуют устройства формирования опорного или тестового синусоидального сигнала с точно заданной частотой, амплитудой и начальной фазой. Необходимость точного управления параметрами сигнала в весьма широких пределах как по частоте, так и по амплитуде создает значительные затруднения при реализации опорного генератора синусоидального сигнала [2, 3], особенно в режиме фазовой автоподстройки при работе с внешним опорным сигналом. Распространенные методы создания электронных генераторов синусоидального сигнала [6, 7], использующие системы, описываемые дифференциальным уравнением второго порядка, плохо совместимы с требованиями точности и широких диапазонов управления.

Появление микропроцессорной техники и особенно цифровых процессоров обработки сигналов [4, 5] позволяет использовать весьма разнообразные алгоритмы генерации опорного синусоидального сигнала. Все цифровые методы так или иначе оказываются аппроксимированными, обуславливая появление дополнительной методической погрешности. Зато удобства управления, долговременная стабильность, простота и воспроизводимость аппаратурной реализации, гибкость и универсальность делают аппроксимационные цифровые генераторы явно предпочитаемыми. Реализация же цифровых алгоритмов в микропроцессорных генераторах вызывает появление специфических проблем, обусловленных ограничениями по ресурсам памяти, по точности представления чисел в машине и в преобразователях, и по быстродействию исполнения команд.

В данной статье изучаются проблемы выбора аппроксимационного алгоритма для реализации цифрового генератора синусоидального сигнала. При этом достаточно рассмотреть задачу аппроксимации сигнала

$$y(t) = \sin \omega t \quad (1)$$

лишь в пределах четверти периода, т.е. $\varphi = \omega t \in [0 \dots \frac{\pi}{2}]$, так как остальные отрезки легко определяются известными соотношениями

$$\sin(\pi - \varphi) = \sin \varphi; \quad \sin(\pi + \varphi) = -\sin \varphi; \quad \cos \varphi = \sin(\frac{\pi}{2} - \varphi), \quad (2)$$

реализуемыми в генераторе алгоритмически или коммутационными способами.

2. Критерии аппроксимационных ошибок

Традиционные критерии [8] оценки отличия аппроксимирующего сигнала $z(t)$ от исходного $y(t)$ исходят от мгновенной ошибки

$$\varepsilon(\varphi) = \sin \varphi - z(\varphi), \quad (3)$$

откуда непосредственно вытекает критерий минимаксной точечной ошибки

$$\min \varepsilon_{\min \max} = \min \max \varepsilon(\varphi), \quad \varphi \in [0 \dots \frac{\pi}{2}]. \quad (4)$$

От интегральной среднеквадратичной ошибки

$$I = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \varepsilon^2(\varphi) d\varphi \quad (5)$$

или же интегральной абсолютной ошибки

$$J = \int_0^{\frac{\pi}{2}} |\varepsilon(\varphi)| d\varphi \quad (6)$$

вытекают соответственно критерии минимальной средней ошибки

$$\min \varepsilon_{\text{кв.ср}} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \min I}, \quad (7)$$

$$\min \varepsilon_{\text{абс}} = \frac{2}{\pi} \min J. \quad (8)$$

Наряду с критериями, основывающимися на временном представлении сигнала, существенный интерес могут представить критерии иного типа, базирующиеся, например, на спектральных характеристиках аппроксимирующего сигнала (минимизация выс-

ших гармоник). Выбор типа критерия зависит как от удобства его вычисления, так и от условий (режимов) применения разрабатываемого генератора.

3. Полиноминые аппроксимации

Полиноминые аппроксимации, вытекающие из известного ряда Тейлора

$$\sin \varphi = \varphi - \frac{1}{6} \varphi^3 + \frac{1}{120} \varphi^5 - \frac{1}{5040} \varphi^7 + \dots$$

не оказываются оптимальными ни по каким ранее рассмотренным критериям в интервале $[0 \dots \frac{\pi}{2}]$. Наилучшие полиноминые аппроксимации по минимаксному точечному критерию вытекают из разложения [8, 9]

$$\sin \alpha x = 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\alpha) T_{2n+1}(x), \quad |x| \leq 1,$$

где $T_i(x)$ - многочлены Чебышева,

а $J_j(\alpha)$ - функции Бесселя первого рода.

Применительно к интервалу $[0 \dots \frac{\pi}{2}]$ имеем

$$\begin{aligned} \sin \varphi = & 1,133648 T_1\left(\frac{2\varphi}{\pi}\right) - 0,138072 T_3\left(\frac{2\varphi}{\pi}\right) + \\ & + 0,004491 T_5\left(\frac{2\varphi}{\pi}\right) - 0,0000667 T_7\left(\frac{2\varphi}{\pi}\right) + \dots \end{aligned} \quad (9)$$

Ввиду $|T_i(x)| \leq 1$ при $|x| \leq 1$ максимальная ошибка аппроксимации определяется величиной коэффициента первого отбрасываемого члена ряда (9). Так как вычисление значений многочленов Чебышева в синусгенераторе уменьшает быстродействие алгоритма, то более удобными являются вытекающие из (9) аппроксимации

$$\sin \varphi \approx 0,9854 \varphi - 0,1425 \varphi^3, \quad \varepsilon_{\min \max} < 2,9 \cdot 10^{-3}, \quad (10)$$

$$\sin \varphi \approx 0,99969 \varphi - 0,16567 \varphi^3 + 0,007513 \varphi^5, \quad \varepsilon_{\min \max} < 4,3 \cdot 10^{-5}, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \sin \varphi \approx & 0,9999966 \varphi - 0,1666482 \varphi^3 + 0,0083329 \varphi^5 - \\ & - 0,0001836 \varphi^7, \quad \varepsilon_{\min \max} < 3,8 \cdot 10^{-7}. \end{aligned} \quad (12)$$

Вычисление полиноминых аппроксимаций по иным критериям оптимальности дает весьма близкие результаты. Например, по критерию (7) $\min \varepsilon_{\text{квдр}}$ получается [9]

$$\sin \varphi \approx 0,99993 \varphi - 0,16619 \varphi^3 + 0,00772 \varphi^5. \quad (13)$$

Легко убедиться, что при 8-битовом машинном слове аппроксимации (I1) и (I2) не имеют смысла, так как коэффициенты полинома можно представить в машине лишь достаточно приближенно (например, двоичному числу 0,IIIIIIII соответствует 0,99609). Поэтому при 8-битовом слове погрешности растут существенно. Кроме того, расчет (I0) даже по схеме Горнера

$$\sin \varphi \approx 0,9854 \varphi (1 - 0,1446 \varphi^2) \quad (I4)$$

содержит 5 умножений, что на микропроцессорах существенно ограничивает быстрдействие.

Поэтому полиномиальные аппроксимации наиболее удобны к реализации в цифровых устройствах с быстродействующими блоками умножения, а также в 16-битовых микропроцессорах.

4. Рациональные аппроксимации

В литературе [8] известны многие рациональные аппроксимации синуса, например,

$$\sin \varphi \approx \frac{4\varphi}{4 + \varphi^2} \quad (I5)$$

$$\sin \varphi \approx \frac{144\varphi - 12\varphi^3}{144 + 12\varphi^2 + \varphi^4} \quad (I6)$$

и др., однако они не оптимальны в интервале $[0 \dots \frac{\pi}{2}]$. Для данного интервала вместо (I5) была найдена оптимальная в смысле минимаксной точечной ошибки (4) аппроксимация

$$\sin \varphi \approx \frac{4,1517\varphi}{3,976 + \varphi^2}, \quad \varepsilon_{\min\max} < 0,0122. \quad (I7)$$

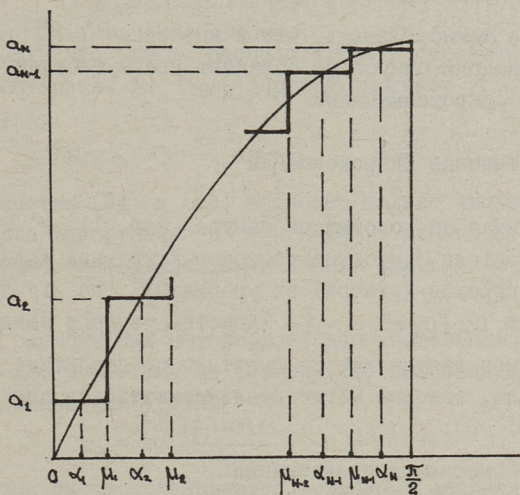
Расчет по (I7) незначительно проще расчета по (I4) (3 умножения-деления), однако ошибки аппроксимации существенно больше. Попытка дальнейшего упрощения структуры формулы привела к аппроксимации

$$\sin \varphi \approx \frac{2,0745\varphi}{1,5715 + \varphi}, \quad \varepsilon_{\min\max} < 0,037 \quad (I8)$$

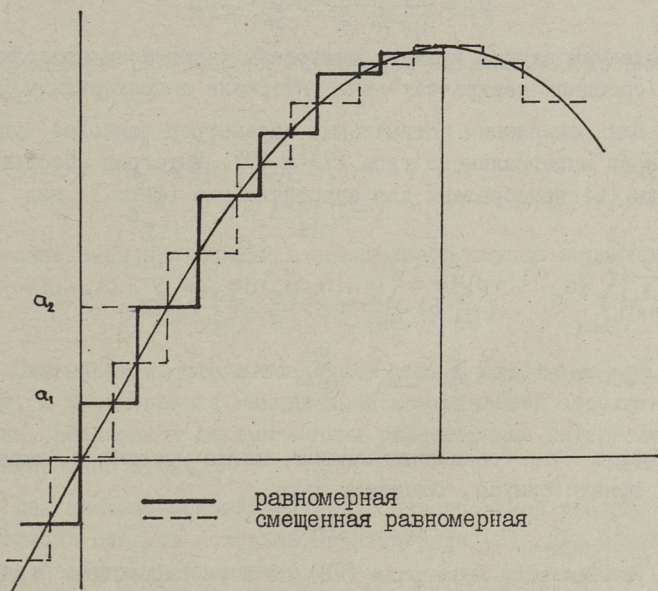
с трехкратным ростом ошибки по сравнению с (I7).

Анализ простейшей аппроксимации по критерию (8) $\min \varepsilon_{\text{adc}}$ дал оптимальную аппроксимацию

$$\sin \varphi \approx \frac{2,5256\varphi}{2,0817 + \varphi}, \quad \varepsilon_{\text{adc}} < 0,0192 (\varepsilon_{\min\max} < 0,087). \quad (I9)$$



Фиг. 1. Аппроксимация синуса свободными интервалами.



Фиг. 2. Аппроксимация синуса равномерными интервалами.

Этот результат также не имеет никаких преимуществ перед полиномными аппроксимациями.

В итоге можно сказать, что в интервале $[0 \dots \frac{\pi}{2}]$ рациональные аппроксимации синуса не обладают преимуществами перед полиномными аппроксимациями.

5. Лестничные аппроксимации

Лестничная аппроксимация синуса (фиг. 1) в интервале $[0 \dots \frac{\pi}{2}]$ состоит из N кусочно-постоянных уровней величинами a_i , причем переход (скачок) от уровня a_{i-1} на a_i происходит в момент μ_n ($\mu_0=0, \mu_N=\frac{\pi}{2}$). Удобства точного задания скачковых моментов заставляют на практике предпочитать равномерные интервалы, которые могут реализовываться в двух модификациях (фиг. 2):

а) равномерная аппроксимация:

$$\mu_n = n \frac{\pi}{2N}, \quad n = 1 \dots N, \quad (20)$$

б) смещенная равномерная аппроксимация:

$$\mu_n = \frac{(2n-1)\pi}{4N}, \quad n = 1 \dots N. \quad (21)$$

В последнем случае крайние интервалы фактически продолжают-ся в соседних квадрантах вне интервала аппроксимации $[0 \dots \frac{\pi}{2}]$.

Для выявления оптимальных параметров наиболее удобны критерии интегрального типа (7) и (8). Интеграл абсолютной ошибки (6) приобретает для аппроксимации (фиг. 1) вид

$$J = \sum_{n=1}^N \left[\int_{\mu_{n-1}}^{\alpha_n} (a_n - \sin \varphi) d\varphi + \int_{\alpha_n}^{\mu_n} (\sin \varphi - a_n) d\varphi \right] = \sum_{n=1}^N (2\alpha_n - \mu_n - \mu_{n-1}) \sin \alpha_n + 2 \sum_{n=1}^N \cos \alpha_n - 2 \sum_{n=1}^{N-1} \cos \mu_n - 1, \quad (22)$$

где через α_n обозначен момент, когда уровень a_n пересекает кривую синуса, следовательно,

$$a_n = \sin \alpha_n. \quad (23)$$

Минимизация интеграла (22) по всем параметрам α_n (или a_n) и μ_n ведет к соотношениям

$$\alpha_n = \frac{\mu_{n-1} + \mu_n}{2}, \quad n = 1 \dots N, \quad (24)$$

означающим, что все α_n располагаются в середине соответствующего интервала $[\mu_{n-1}, \mu_n]$. Другой системой условий для минимума будет

$$2 \sin \mu_n = \sin \alpha_n + \sin \alpha_{n+1}, \quad n = 1 \dots N. \quad (25)$$

Решение систем (24) и (25) возможно только численными методами. Для иллюстрации в таблице I даны в столбце "min J, своб. интервалы" вычисленные значения μ_n и α_n для $N = 5$.

Для равномерных интервалов дополнительным ограничением будет (20), поэтому из (23) и (24) непосредственно вытекают оптимальные уровни

$$\alpha_n = \sin \frac{(2n-1)\pi}{4N}, \quad n = 1 \dots N. \quad (26)$$

В этом случае оказывается возможным аналитическое вычисление критерия (8), выражающего среднее значение ошибки аппроксимации при минимальной интегральной абсолютной ошибке в форме

$$\min \varepsilon_{\text{абс}}^{(1)} = \frac{2}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{8N}. \quad (27)$$

Для смещенных равномерных интервалов оптимальные уровни получаются в виде

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= 0, \\ \alpha_n &= \sin \frac{(n-1)\pi}{2N}, \quad n = 2 \dots N, \\ \alpha_{N+1} &= \sin \frac{(4N-1)\pi}{8N}, \end{aligned} \quad (28)$$

а среднее значение ошибки в оптимальном случае выражается

$$\min \varepsilon_{\text{абс}}^{(2)} = \frac{2}{\pi} \left(2 \sin \frac{\pi}{8N} - \operatorname{tg} \frac{\pi}{8N} \right). \quad (29)$$

Оказывается, что в последнем случае ошибка меньше, поэтому, с точки зрения минимизации интегральной абсолютной ошибки, реализация со смещенными равномерными интервалами незначительно лучше.

Для анализа условий минимума интегральной квадратичной ошибки следует исходить из интеграла (5). Для общего случая свободных интервалов имеем

$$I = \sum_{n=1}^N \left[\int_{\mu_{n-1}}^{\mu_n} (a_n - \sin \varphi)^2 d\varphi \right] = \frac{\pi}{4} + \sum_{n=1}^N a_n^2 (\mu_n - \mu_{n-1}) - 2 \sum_{n=1}^N a_n (\cos \mu_{n-1} - \cos \mu_n). \quad (30)$$

Здесь для поиска экстремума получается система уравнений

$$a_n = \frac{\cos \mu_{n-1} - \cos \mu_n}{\mu_n - \mu_{n-1}}, \quad n = 1 \dots N, \quad (31)$$

$$\sin \mu_n = \frac{a_n + a_{n+1}}{2}, \quad n = 1 \dots N-1. \quad (32)$$

Пример результатов численного решения систем (31) и (32) для $N=5$ представлен в таблице I (столбец "min I, своб. интерв.") В случае равномерных интервалов для оптимальных уровней получается аналитическое выражение

$$a_n = \frac{4N}{\pi} \sin \frac{\pi}{4N} \sin \frac{(2n-1)\pi}{4N}, \quad n = 1 \dots N. \quad (33)$$

В этом случае оказывается также возможным аналитически вычислить среднее значение остаточной ошибки в оптимальном случае в соответствии с (7)

$$\min \varepsilon_{\text{квдр}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{\sin \frac{\pi}{4N}}{\frac{\pi}{4N}} \right)^2 \right]}. \quad (34)$$

При аппроксимации синуса смещенными равномерными интервалами минимальная интегральная квадратическая ошибка обеспечивается при выборе уровней согласно

$$a_n = \frac{4N}{\pi} \sin \frac{\pi}{4N} \sin \frac{(n-1)\pi}{2N}, \quad n = 2 \dots N, \quad (35)$$

$$a_{N+1} = \frac{4N}{\pi} \sin \frac{\pi}{4N}. \quad (36)$$

При этом выражение остаточной погрешности в точности совпадает с (34).

Для сравнения различных способов аппроксимации в таблице I представлены также вычисленные данные для всех видов оптимальных равномерных аппроксимаций при $n=5$. Там же даны величины остаточных ошибок, свидетельствующие, что остаточная погрешность при оптимальных свободных интервалах по сравнению с равномерными уменьшается лишь на 10...20% (отличие для квадратичной ошибки больше). Поэтому применение равномерных интервалов вполне оправдано. Разумеется, при малом количестве интервалов средние остаточные ошибки

Оптимальные лестничные аппроксимации синусоидального сигнала

Уровни сигнала	min ε abs		интервалы		min ε kvadr	
	свобод.	равномерн.	смещенные	свобод.	равномерн.	смещенные
μ_1	0,247308	0,314159	0,157080	0,230178	0,314159	0,157080
μ_2	0,502517	0,628319	0,471239	0,469047	0,628319	0,471239
μ_3	0,776974	0,942478	0,785398	0,729257	0,942478	0,785398
μ_4	1,09471	1,256637	1,099557	1,039014	1,256637	1,099557
μ_5	-		1,413717	-		1,413717
σ_1	0,118145	0,156345	0	0,114582	0,155792	0
σ_2	0,361161	0,453991	0,309017	0,341720	0,452126	0,307748
σ_3	0,592323	0,707107	0,587785	0,562353	0,704202	0,585371
σ_4	0,801093	0,891007	0,809017	0,770279	0,887347	0,805694
σ_5	0,969377	0,987688	0,951056	0,953530	0,983632	0,947150
σ_6	-	-	0,996917	-	-	0,995893
Остаточн. ошибка	0,046859	0,050103	0,049794	0,055850	0,064022	0,064022

значительны (при $N = 5$ порядка 5...6 %). Зато растет быстродействие, т.е. частотный диапазон генерации синус-сигнала.

6. Цифровая генерация лестничного сигнала с разностными уравнениями

Для уменьшения отклонений лестничного сигнала от аппроксимируемого синуса необходимо увеличить количество интервалов и аппроксимирующих уровней. Все такие данные необходимо сохранить во внутренней памяти генератора сигнала. Иногда вместо этого целесообразнее в процессоре непосредственно вычислить оптимальные уровни аппроксимирующего сигнала. Для этого необходимо пользоваться соответствующими разностными уравнениями [II]. Для получения таких уравнений можно исходить из общеизвестных тригонометрических соотношений

$$\begin{aligned}\sin(\varphi_1 + \varphi_2) &= \sin \varphi_1 \cos \varphi_2 + \cos \varphi_1 \sin \varphi_2, \\ \cos(\varphi_1 + \varphi_2) &= \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 - \sin \varphi_1 \sin \varphi_2.\end{aligned}\quad (37)$$

Если длительность интервала $\frac{\pi}{2N}$ (интервалы равномерны) сопоставить углу φ_2 , а значения синуса и косинуса на n -м интервале (при угле $\varphi_1 = n\varphi_2$) обозначать сокращенно $S(n)$ и $C(n)$ соответственно, то имеем

$$\begin{aligned}C\left[(n+1)\frac{\pi}{2N}\right] &= \cos \frac{\pi}{2N} C\left[n\frac{\pi}{2N}\right] - \sin \frac{\pi}{2N} S\left[n\frac{\pi}{2N}\right] \\ S\left[(n+1)\frac{\pi}{2N}\right] &= \sin \frac{\pi}{2N} C\left[n\frac{\pi}{2N}\right] + \cos \frac{\pi}{2N} S\left[n\frac{\pi}{2N}\right]\end{aligned}\quad (38)$$

или в векторной форме

$$\begin{bmatrix} C_{n+1} \\ S_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{2N} & -\sin \frac{\pi}{2N} \\ \sin \frac{\pi}{2N} & \cos \frac{\pi}{2N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C(n) \\ S(n) \end{bmatrix}.\quad (39)$$

При начальных условиях $C(0)=1$ и $S(0)=0$, решениями системы (39), очевидно, будут

$$\begin{aligned}C(n) &= \cos \frac{n\pi}{2N} \\ S(n) &= \sin \frac{n\pi}{2N},\end{aligned}\quad (40)$$

т.е. дискретные функции, соответствующие синус- и косинус-сигналам. Современные цифровые процессоры обработки сигнала-

лов специально приспособлены для работы с уравнениями типа (39), поэтому построение цифрового генератора синус-косинус-сигналов достаточно легко. Данные уравнения могут легко использоваться также для генерации уровней оптимальных лестничных сигналов с равномерными интервалами по (26) (выражения (33) отличаются лишь постоянными множителями). Для этого необходимо в (39) лишь принять начальными условиями

$$S(0) = \sin \frac{\pi}{4N}; \quad C(0) = \sin \frac{(2N-1)\pi}{4N} = \cos \frac{\pi}{4N}. \quad (41)$$

Особенно простая реализация процесса генерации сигналов посредством (39) получается, если принять

$$\sin \frac{\pi}{2N} \cong 2^{-k}, \quad (42)$$

т.е. целую степень 2. Тогда умножение в (39) для переменных, представленных двоичными кодами, заменяется операциями сдвига и суммирования. При $k \gg 1$ имеем

$$\cos \frac{\pi}{2N} = 1 - \sin \frac{\pi}{2N} \cdot \operatorname{tg} \frac{\pi}{4N} \approx 1 - 2^{-k} \cdot 2^{-(k+1)} = 1 - 2^{-(2k+1)} \quad (43)$$

и вместо (38) получается

$$\begin{aligned} C(n+1) &= C(n) - 2^{-(2k+1)} C(n) - 2^{-k} S(n) \\ S(n+1) &= S(n) - 2^{-(2k+1)} S(n) + 2^{-k} C(n). \end{aligned} \quad (44)$$

К сожалению, условию (42) соответствует не целочисленная величина

$$N = \frac{\pi}{2 \arcsin 2^{-k}}. \quad (45)$$

Например, при $k = 5$ $N = 50,26$; $k = 7$ $N = 201,06$ и т.д. Поэтому, принимая для N ближайшее целочисленное значение, расчет по (44) дает дополнительную методическую погрешность (эквивалентную неточными значениями коэффициентов в (44)). Так как численные расчеты при конечной длине слов в любом случае вызывают дополнительные погрешности, то неточности при выборе N могут оказаться вполне приемлемыми. К тому же, через каждую четверть периода нетрудно провести соответствующую коррекцию. Метод, основывающийся на (42), конечно, способствует повышению верхнего частотного предела генерации синус-сигнала. Ведь основным ограничивающим фактором при генерации синус-сигнала разностными уравнениями является время расчета новых значений переменных в (39)

(или (44)), что при значительном количестве интервалов может занимать значительное время.

7. Итоги

В статье проведено сравнение различных путей (алгоритмов) генерации синусоидального сигнала аппроксимационными методами. Выявлено, что с лестничными аппроксимациями при цифровой генерации сигнала могут конкурировать полиномиальные аппроксимации, уступающие однако лестничным в быстродействии реализации алгоритма в процессоре. Выявлены оптимальные алгоритмы генерации сигналов.

Л и т е р а т у р а

1. Л о г у н о в Г.П. Улучшение метрологических и эксплуатационных показателей векторвольтметров микропроцессорными модулями. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 540, с. 59-72.

2. М и н М.В., П а р в е Т.Э. О применении систем фазовой автоподстройки для управления синхронным детектором, Всесоюзная н.-т. конференция "Дальнейшее развитие и внедрение новой техники приемных устройств". Москва-Горький, 1977, тезисы докладов, с. 102-103.

3. М и н М.В. Помехоустойчивость и динамика фазовых процессов в синхронных измерительных преобразователях. Дис... канд. тех. наук - Таллин, ТПИ, 1983. 247 с.

4. Х о ф ф М.Е., Т а у н с е н д М. Однокристалльный микрокомпьютер для обработки сигналов в реальном времени. - Электроника, 1979, № 5, с. 23-30.

5. П о с а Д.Г. Цифровые процессоры аналоговых сигналов - новое направление интегральной техники. - Электроника, 1980, № 4, с. 93-96.

6. Ч е л н о к о в О.А. Транзисторные генераторы синусоидальных колебаний. - М., Сов. радио, 1975. 272 с.

7. С е н т у р и я С.Д. Электрические схемы и их применение. М., Мир, 1977. 600 с.

8. Л ю к Ю. Специальные математические функции и их аппроксимации. М., Мир, 1980. 608 с.

9. Справочник по специальным функциям (с формулами, графиками и математическими таблицами). М., Наука, 1979. 832 с.

10. Мелентьев П.В. Приближенные вычисления. М., Физматгиз, 1962. 388 с.

11. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. М., Советское радио, 1973. 368 с.

H. Sillamaa, G. Logunov

The Approximating Methods for the Harmonic
Signal Generation in the Synchronous Converters

Summary

In this paper the comparison of the different algorithms for the harmonic signal generation using the approximating methods is given. The optimal algorithms for this case are found. To compare these algorithms many criteria of the approximation error were used. It is proposed to use the microprocessor as a generator.

С о д е р ж а н и е

1.	М.В. Мин. Способ синхронного преобразования в измерительной технике.....	3
2.	Т.Э. Парве, Р.Э. Ланд, К.К. Липпинг. Вопросы разработки измерительного канала векторвольтметров дискретного действия.....	17
3.	Т.Э. Вырно, Т.Э. Парве. Свойства модуляционных синхронных преобразователей.....	29
4.	Г.П. Логунов, К.К. Липпинг, Э.А. Рюстерн. Некоторые аспекты коррекции погрешностей СИП....	39
5.	Я.В. Петерсон, Т.В. Трумм. Средства технического контроля векторвольтметров.....	49
6.	Х.М. Трампярк, М.В. Мин. Оценка качества громкоговорителей в обычных помещениях и некоторые вопросы применения векторвольтметра для этой цели.....	63
7.	Х.В. Силламаа, Т.В. Трумм. Анализ методических погрешностей синхронного детекторного преобразователя с лестничным опорным сигналом.....	73
8.	Х.В. Силламаа, Г.П. Логунов. Аппроксимационные методы генерирования синусоидального сигнала в синхронных преобразователях.....	85



СИНХРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ТЕОРИЯ, СХЕМЫ И ПРИМЕНЕНИЯ

Электротехника и автоматика XXII

УДК 621.317.725

Способ синхронного преобразования в измерительной технике. Мин М.В. - Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 3-15.

Уточнено понятие синхронного измерительного преобразователя (СИП) и приводится его обобщенная структура. Характеризуются особенности работы СИП, выясняются основные источники погрешностей современных СИП и показываются основные направления развития способа преобразования.

Фигур - 2, библиографических наименований - 20.

УДК 621.317.725:621.317.01

Вопросы разработки измерительного канала векторвольтметров дискретного действия. Парве Т.Э., Ланд Р.Э., Липпинг К.К. - Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 17-27.

В статье рассмотрены вопросы, возникающие при разработке измерительного канала векторвольтметра дискретного действия, в части предусилителей и измерительных преобразователей дискретного действия, которые выделяют измерительную информацию о составляющих измеряемого сигнала.

Рассмотрены вопросы выбора показателей предусилителей, обеспечивающих их минимальную долю в общей погрешности векторвольтметра, а также влияние свойств измерительных преобразователей дискретного действия на метрологические характеристики векторвольтметра

Фигур - I, библиографических наименований - 13.

Свойства модуляционных синхронных преобразователей.

Вьрно Т.Э., Парве Т.Э. - Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 29-37.

В статье приведены результаты экспериментального исследования синхронного измерительного преобразователя с относительно низкочастотной дискретной модуляцией (манипуляцией) опорного сигнала. Из этих результатов видно, что такие преобразователи имеют заметную чувствительность к помехам, имеющим частоту комбинационных частот рабочей частоты и четных гармоник частоты модуляции. Отмечено, что эта чувствительность приблизительно равна отношению постоянной времени, характеризующей канал преобразования до синхронного демодулятора, к длительности периода модуляции при их соотношениях меньше, чем 0,1.

Фигур - 7, библиографических наименований - 4.

УДК 621.317.7

Некоторые аспекты коррекции погрешностей СИП.

Логунов Г.П., Липпинг К.К., Рюстерн Э.А. - Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 39-47.

В статье рассмотрены возможности коррекции погрешностей вектормерных синхронных преобразователей. В качестве устройства, осуществляющего коррекцию, выбран микропроцессор. Тестовыми сигналами выбраны гармонические сигналы и белый шум. Корректируются линейные искажения.

Фигур - 2, библиографических наименований - 10.

УДК 621.317.765.7:621.317.721.1

Средства технического контроля векторвольтметров.

Петерсон Я.В., Трумм Т.В. - Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 49-62.

Рассматриваются проблемы создания векторкалибратора (ВК) для проверки точных векторметрических приборов. Предложены принципы построения ВК без обратной связи по выходному напряжению, то есть без узла сравнения. Квазигармонические ступенчатые сигналы формируются на базе эталонного постоянного напряжения, а фаза задается дискретным путем.

В качестве выходных делителей напряжения применены индуктивные делители напряжения (ИДН). На базе модели ИДН с сосредоточенными параметрами проведен анализ и выведены формулы для расчета амплитудных и фазовых погрешностей ИДН.

Таблиц - 2, фигур - 6, библиографических наименований - 6.

УДК 621.317.725:534.86

Оценка качества громкоговорителей в обычных помещениях и некоторые вопросы применения векторвольтметра для этой цели. Трампарк Х.М., Мин М.В. Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 63-72.

Рассматриваются измерения громкоговорителей по звуковому давлению в обычных помещениях и обосновывается целесообразность применения методов таких измерений.

Приводится обзор существующих методов и приборов для измерений громкоговорителей в обычных помещениях. Рассматриваются вопросы, связанные с выделением из измерительного сигнала отрезка, характеризующего реакцию громкоговорителя на синусоидальному сигналу в условиях свободного звукового поля или другого интересующего отрезка.

Описывается принцип работы и приводится структурная схема разрабатываемой системы для измерения громкоговорителей в обычных помещениях на базе векторвольтметра.

Фигур - 3, библиографических наименований - 7.

УДК 621.373.1

Анализ методических погрешностей синхронного детекторного преобразователя с лестничным опорным сигналом. Силламаа Х.В., Трумм Т.В. - Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 73-84.

В статье приведен анализ методической погрешности идеального синхронного детектора от наличия высших гармоник в спектре многоступенчатой аппроксимации синусоидального опорного сигнала. Показано, что опорный сигнал с 5-8 уровнями ступенек обычно обеспечивает незначительную погрешность при разных тестовых входных сигналах.

Рассматриваются случаи многоступенчатого опорного сигнала с экспоненциальным и линейным искажением фронта и получены формулы расчета амплитудной и фазовой погрешностей синхронного детектора.

Таблиц - I, фигур - 3, библиографических наименований - 2.

УДК 681.325.5

Аппроксимационные методы генерирования синусоидального сигнала в синхронных преобразователях.

Силламаа Х.В., Логунов Г.П. - Труды Таллинского политехнического института, 1984, № 583, с. 85-97.

В статье приведено сравнение разных алгоритмов генерирования гармонического сигнала при помощи аппроксимации. Найдены оптимальные алгоритмы аппроксимации при разных критериях погрешности аппроксимации. Предложено применять в качестве генератора микропроцессорное устройство.

Таблиц - I, фигур - 2, библиографических наименований - II.

Цена 75 коп.