

УДК 534.676 : 621.317.39

Л. Д. ГИК, В. Н. НЕКУРЯЩЕВ
 (Новосибирск)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ВИБРОМЕТРАХ С МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ДАТЧИКАМИ

Вопрос об использовании электромеханических обратных связей (ЭМОС) в вибродатчиках для улучшения их частотных характеристик ставился уже неоднократно. Однако известные работы в этом направлении [1—5] посвящены или общей постановке вопроса или описанию конкретных устройств. Предельные возможности обратных связей при этом не анализируются, а улучшение характеристик рассматривается вне связи с вопросами чувствительности. А вместе с тем обеспечение требуемой чувствительности в совокупности с задачей предельного расширения частотного диапазона датчиков за счет обратных связей является серьезной проблемой. Рассмотрение данной проблемы в применении к магнитоэлектрическим виброметрам и составляет основное содержание данной статьи.

Схема конструкции магнитоэлектрического вибродатчика с ЭМОС изображена на рис. 1. Сейсмическая масса представляет собой две катушки I и II, жестко связанные друг с другом и удерживаемые с помощью пружины в зазоре магнитной системы датчика. Одна из катушек используется для получения информации о движении сейсмической массы относительно магнита, а вторая — для создания силовой обратной связи. Сигнал первой катушки подвергается интегрированию, усиливается и подается на вторую катушку. В этом случае уравнение движения сейсмической системы имеет следующий вид:

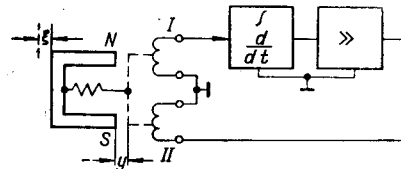


Рис. 1.

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + h \frac{dy}{dt} + cy - m \frac{d^2 \xi}{dt^2} = F; \quad (1)$$

здесь m — масса подвижной части; h — коэффициент демпфирования; c — жесткость пружины; y — относительное перемещение сейсмической массы; ξ — измеряемое виброперемещение; F — силовое воздействие на массу, создаваемое цепью обратной связи. При условии, что в резуль-

тате интегро-дифференциальных преобразований не возникает производных выше второго порядка, для F справедливо выражение

$$F = k_1 y + k_2 \frac{dy}{dt} + k_3 \frac{d^2 y}{dt^2}. \quad (2)$$

Левая часть уравнения (1) описывает поведение сейсмической системы без обратной связи. Обычно такая система характеризуется двумя параметрами: собственной частотой ω_0 и успокоением β_0 . Величины этих параметров определяются [6] из формул: $\omega_0 = \sqrt{c/m}$ и $\beta_0 = h/2\sqrt{cm}$.

Переносим выражение (2) для F в левую часть уравнения и объединяя коэффициенты при одинаковых производных, получим выражения для величин упомянутых параметров, а также для чувствительности в режиме виброметра γ' в системе с обратной связью:

$$\omega'_0 = \sqrt{\frac{c - k_1}{m - k_3}}; \quad (3)$$

$$\beta'_0 = \frac{h - k_2}{2\sqrt{(c - k_1)(m - k_3)}}; \quad (4)$$

$$\gamma' = \frac{m}{m - k_3} \gamma; \quad (5)$$

здесь γ — комплексная частотная характеристика виброметра. Выражения (3) — (5) дают представление о качественной стороне действия различных видов обратной связи. Положительная обратная связь по смещению ($k_1 > 0$) вызывает уменьшение собственной частоты сейсмической системы, причем уменьшение собственной частоты сопровождается повышением успокоения датчика ($\beta'_0 > \beta_0$). Чувствительность в режиме виброметра при этом не меняется. Отрицательная обратная связь по смещению вызывает противоположный эффект (увеличивает собственную частоту и уменьшает успокоение).

Расширение частотного диапазона виброметра происходит и при введении отрицательной обратной связи по ускорению ($k_3 < 0$). Существенно, однако, что этот вид обратной связи приводит к уменьшению чувствительности виброметра ($\gamma' < \gamma$). Из (5) и (1) следует

$$\frac{\gamma'}{\gamma} = \left(\frac{\omega'_0}{\omega_0} \right)^2. \quad (6)$$

Таким образом, чувствительность виброметра, в котором для расширения частотного диапазона применена отрицательная обратная

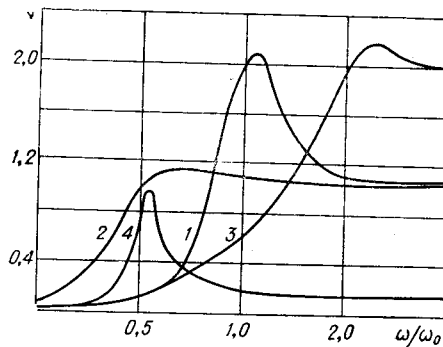


Рис. 2.

связь по ускорению, оказывается такой же, как при использовании нормальной электрической коррекции [6]. Успокоение при данном виде обратной связи уменьшается. Положительная обратная связь по ускорению вызывает противоположный эффект: частотный диапазон виброметра сужается, а чувствительность и успокоение возрастают.

Рис. 2 иллюстрирует изменение частотной характеристики исходного датчика (кривая 1) под влиянием положительной обратной связи по смещению (кривая 2), положи-

тельной обратной связи по ускорению (кривая 3) и отрицательной обратной связи по ускорению (кривая 4).

Рассмотрим подробнее один из наиболее интересных для практики видов электромеханической обратной связи — положительную связь по смещению в магнитоэлектрическом вибродатчике [7—9]. Введение такой связи является естественной попыткой расширения частотного диапазона вибрметра. Сигнал в измерительной катушке I (см. рис. 1) пропорционален относительной скорости: $E_1 = B l_1 \frac{dy}{dt}$ (здесь B — магнитная индукция; l_1 — длина провода катушки I). Для обеспечения пропорциональности смещению сигнал затем интегрируется, например, с помощью интегрирующей RC -цепочки. Сигнал на ее выходе E_2 определяется из уравнения

$$E_1 = \tau \frac{dE_2}{dt} + E_2, \quad (7)$$

где $\tau = RC$. Этот сигнал усиливается усилителем с коэффициентом усиления k , подается на силовую катушку II и вызывает силовое воздействие F :

$$F = B l_2 I = B l_2 \frac{E_2 k}{R}; \quad (8)$$

здесь R — суммарное сопротивление в цепи силовой катушки; l_2 — длина ее провода. После подстановки значения E_2 из (7) в (8) и выражения (8) в (1) получаем

$$\begin{aligned} \frac{d^3 y}{dt^3} + \left(\frac{1}{\tau} + 2\beta_0 \omega_0 \right) \frac{d^2 y}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau} 2\beta_0 \omega_0 + \omega_0^2 - \frac{k}{m} \frac{B l_1}{\tau} \frac{B l_2}{R} \right) \frac{dy}{dt} + \\ + \frac{1}{\tau} \omega_0^2 y = \frac{d^3 \xi}{dt^3} + \frac{1}{\tau} \frac{d^2 \xi}{dt^2}. \end{aligned} \quad (9)$$

Таким образом, рассматриваемая система описывается уравнением третьего порядка.

В соответствии с критерием Рауса [10] система устойчива, если положительные коэффициенты при членах левой части ее дифференциального уравнения и составленное из них выражение: $a_1 a_2 - a_0 a_3$ (здесь a_0 , a_1 , a_2 и a_3 — коэффициенты соответственно при первом, втором и т. д. членах). Более строгой оказывается в данном случае вторая часть критерия. Применяя ее к уравнению (9), находим

$$\frac{k}{m} \frac{B l_1}{\tau} \frac{B l_2}{R} < \frac{2\beta_0 \omega_0}{\tau} \frac{1 + 2\beta_0 \omega_0 \tau + \omega_0^2 \tau^2}{1 + 2\beta_0 \omega_0 \tau}. \quad (10)$$

Неравенство (10) определяет максимальную допустимую величину коэффициента передачи $A = \frac{k}{m} \frac{B l_1}{\tau} \frac{B l_2}{R}$ в цепи обратной связи.

Практически приходится принимать несколько меньшее значение с тем, чтобы обеспечивался наибольший частотный диапазон измерения при заданной неравномерности частотной характеристики.

Выражение для комплексной частотной характеристики ν системы получаем из (9) при замене оператора дифференцирования на $j\omega$:

$$\nu = \frac{y}{\xi} = \frac{1 + \frac{1}{j\omega\tau}}{1 + \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{\tau} + 2\beta_0 \omega_0 \right) - \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{\tau} 2\beta_0 \omega_0 + \omega_0^2 - A \right) - \frac{\omega_0^2}{j\omega^3 \tau}}. \quad (11)$$

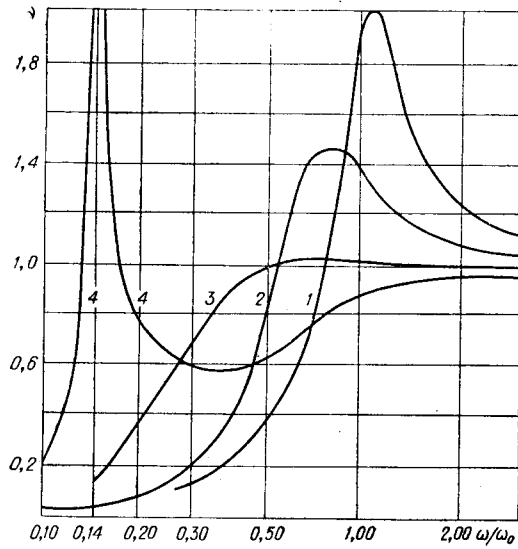


Рис. 3.

Левая часть неравенства (10), обозначенная через A , имеет размерность квадрата частоты. Качественная картина влияния A на форму частотных характеристик, описываемых выражением (11), представлена на рис. 3. Здесь изображены полученные расчетом кривые $v = v(\omega, A)$ для различных величин A при фиксированных значениях ω_0, β_0 и τ ($\omega_0 = 1; \beta_0 = 0,25; \tau = 100$). Преобразование исходной характеристики 1 к виду 2, 3, 4 происходит по мере увеличения A .

На практике представляет интерес оптимальный выбор величин β_0 и A , т. е. выбор, обеспечивающий максимальное расширение частотного диапазона для заданных значений τ .

Предварительную оценку этого расширения можно произвести, вводя понятие собственной частоты β_0 системы третьего порядка. Определим ее по аналогии с (1) коэффициентом при первой производной в левой части дифференциального уравнения (9):

$$(\omega_0')^2 = \omega_0^2 + \frac{1}{\tau} 2\beta_0 \omega_0 - A. \quad (12)$$

Из (12) с учетом (10) получаем

$$\frac{\omega_0'}{\omega_0} = \eta > \frac{1}{\sqrt{1 + 2\beta_0 \omega_0 \tau}}. \quad (13)$$

Аналогичное выражение имеет место для величины β_0/β_0' ; следовательно, уменьшение собственной частоты сопровождается пропорциональным увеличением успокоения.

Анализ изменений частотной характеристики при введении обратной связи показывает, что для достижения горизонтальности результирующей частотной характеристики необходимо, чтобы степень успокоения исходного датчика была приблизительно равна $0,5 \eta$. Учитывая это, для случая $2\beta_0 \omega_0 \tau \gg 1$ выражению (13) можно придать следующий вид:

$$\eta > \frac{1}{\sqrt[3]{\omega_0 \tau}}. \quad (14)$$

Таким образом, возможное уменьшение собственной частоты магнитоэлектрических датчиков оказывается обратно пропорциональным корню третьей степени из постоянной времени интегрирующей цепи τ . Поскольку увеличение τ ведет к пропорциональному снижению чувствительности по виброперемещению, то на основании последнего соотношения можно сделать вывод, что расширение частотного диапазона в n раз приводит к потере чувствительности в n^3 раз. Если расширение частотного диапазона ограничивается чувствительностью, что обычно и имеет место, то нижняя граничная частота может быть не ниже той, что достигается при нормальной коррекции [6, 11] или при введении отри-

цательной обратной связи по ускорению. Естественно, что сказанное справедливо лишь при условии, если интегратор и усилитель цепи обратной связи используются одновременно в канале прямого измерения.

Физически столь жесткие требования к интегратору объясняются необходимостью фазового совпадения компенсирующей и инерционной сил. Если приняты меры к улучшению качества интегрирования, например путем использования фазокорректирующих цепочек [12], то можно несколько уменьшить η по сравнению с величиной, получаемой из (14).

На первый взгляд, может показаться, что по принципу рис. 1 можно построить прибор для измерения малых вибраций весьма низких частот, если в цепи обратной связи использовать интегрирующую цепочку с большой постоянной времени, а в цепи измерения — с меньшей. В действительности, если порог чувствительности определяется шумами усилителя, который необходимо использовать как в цепи измерения, так и в цепи обратной связи, то названный путь не ведет к выигрышу чувствительности. При этом шумы усилителя в цепи обратной связи отрабатываются силовым преобразователем и вызывают ложное движение инерционного элемента, что приводит к появлению сигнала, аналогичного шумам в измерительном тракте.

Учитывая сказанное, определим минимальную величину вибро смещения, которую можно измерить в таком случае. Сигнал на выходе измерительной катушки равен $U_0 = B l_2 \frac{dy}{dt}$. Пусть этот сигнал интегрируется в цепи обратной связи с постоянной времени τ_1 , а в цепи измерения — с постоянной времени τ_2 . В результате интегрирования напряжение на выходе интегрирующих цепей определяется выражениями: $U_1 \approx \frac{1}{\tau_1} B l_1 y$; $U_2 \approx \frac{1}{\tau_2} B l_1 y$. Соответственно напряжения на входах усилителей в цепи измерения и обратной связи будут иметь вид:

$$U_{\text{вх}1} = \frac{B l_1}{\tau_1} y + U_{\text{ш}}; \quad (15)$$

$$U_{\text{вх}2} = \frac{B l_1}{\tau_2} y + U_{\text{ш}}, \quad (16)$$

где $U_{\text{ш}}$ — среднеквадратичное значение шумов, приведенное ко входу (принято одинаковым для обоих усилителей).

Следовательно, выражение (8) для F примет вид

$$F = \frac{B l_2}{R} \left(\frac{B l_1}{\tau_1} y + U_{\text{ш}} \right) k. \quad (17)$$

При большой глубине положительной ЭМОС по смещению

$$\frac{k}{m} \frac{B l_1}{\tau_1} \frac{B l_2}{R} \approx \omega_0^2. \quad (18)$$

Преобразуя (17) с учетом (18) и решая (1) после подстановки в него значения F из (17), получим для напряжения на входе усилителя после интегрирующей цепи в канале измерения

$$U_2 = \frac{1}{\tau_2} B l_1 y + U_{\text{ш}} = \frac{B l_1}{\tau_2} \xi + \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} U_{\text{ш}} + U_{\text{ш}}. \quad (19)$$

Первое слагаемое в правой части представляет собой полезный сигнал, второе — шумы, обусловленные цепью обратной связи, третье — шумы в измерительном тракте. Поскольку $\tau_1 \gg \tau_2$, а в интересующем нас диапазоне низких частот $\omega < \omega_0$, то становится понятным, что порог чувствительности такого прибора будет определяться исключительно цепью

ЭМОС. Значение порога может быть выражено из (19) следующим образом:

$$\xi > y_{ш} = \left(\frac{\omega_0}{\omega_n} \right)^2 \left(U_{ш} \frac{\tau_1}{B l_1} \right). \quad (20)$$

Второй сомножитель в (20) представляет собой эквивалент смещения инерционного элемента, вызывающего электрический сигнал, равный шумам электрической схемы. Поэтому последний результат может быть интерпретирован так. Порог чувствительности виброметра с положительной ЭМОС по смещению равен порогу чувствительности электро-механического преобразователя, используемого в цепи обратной связи, умноженному на квадрат отношения собственной частоты датчика к нижней граничной частоте диапазона измерения.

Расчет оптимальных величин β_0 и η в общем виде представляет большие трудности. Поэтому задача по их определению была решена на цифровой вычислительной машине. Для величин $\omega_0\tau$: 10, 100 и 1000 были определены сочетания β_0 и η , обеспечивающие минимальные значения нижних граничных частот, т. е. частот, выше которых отклонение амплитудно-частотной характеристики датчика в режиме виброметра от горизонтальной линии не превышает $\delta\%$. Соответствующие значения x_{\min} , $\beta_{0 \text{ опт}}$ и $\eta_{\text{ опт}}$ для указанных величин $\omega_0\tau$ и $\delta=1, 5, 10$ и 20% приведены в таблице. По этим значениям построена зависимость $\frac{\omega_n}{\omega_0} = x_{\min}(\tau)$, представленная на рис. 4.

Рассмотрение приведенных в таблице результатов подтверждает справедливость вывода, использованного при получении формулы (14),

$\delta, \%$	$\omega_0\tau$		
	10	100	1000
1	$x=0,67$ $\beta_0=0,4$ $\eta=0,62$	$x=0,28$ $\beta_0=0,2$ $\eta=0,28$	$x=0,25$ $\beta_0=0,1$ $\eta=0,14$
5	$x=0,44$ $\beta_0=0,4$ $\eta=0,56$	$x=0,21$ $\beta_0=0,2$ $\eta=0,26$	$x=0,15$ $\beta_0=0,1$ $\eta=0,14$
10	$x=0,36$ $\beta_0=0,4$ $\eta=0,52$	$x=0,17$ $\beta_0=0,2$ $\eta=0,24$	$x=0,12$ $\beta_0=0,08$ $\eta=0,08$
20	$x=0,32$ $\beta_0=0,4$ $\eta=0,48$	$x=0,2$ $\beta_0=0,2$ $\eta=0,2$	$x=0,11$ $\beta_0=0,08$ $\eta=0,08$

относительно связи между исходной степенью успокоения датчика и величиной уменьшения собственной частоты.

Очень существенным является вопрос о стабильности устройства, использующего положительную ЭМОС по смещению. В качестве критерия неустойчивости целесообразно взять относительное изменение новой собственной частоты датчика ω'_0 под влиянием изменения параметров обратной связи, входящих в выражение для A . Учитывая, что в рабочем режиме $A \approx \omega_0^2$, в результате преобразований находим

$$\delta \omega'_0 = \frac{1}{\omega'_0} \frac{d \omega_0}{d A} = \frac{d A}{2 (\omega'_0)^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_0}{\omega'_0} \right)^2 \delta \left(\frac{k}{m} \frac{B l_1}{\tau} \frac{B l_2}{R} \right); \quad (21)$$

здесь δ — символ относительного изменения, а d — дифференциал (в данном случае — символ малого абсолютного приращения).

Таким образом, из (21) следует, что при введении положительной ЭМОС неустойчивость частотной характеристики проявляется сильнее, чем неустойчивость цепи обратной связи. Частное от их деления равно половине отношения квадратов прежней и новой частот резонанса. Ины-

ми словами, при большом расширении частотного диапазона приходится принимать меры к жесткой стабилизации параметров датчика и усилителя.

При экспериментальной проверке указанного принципа использовался вибродатчик, разработанный ранее в ИАЭ СО АН СССР [11] для виброизмерительных приборов с электрической коррекцией. Отличие состоит лишь в том, что на общем каркасе намотаны две катушки вместо одной. Оптимальным с точки зрения использования максимума мощности, а значит, и минимума усиления электронного усилителя в цепи ЭМОС является вариант, когда обе катушки занимают равные объемы обмоточного пространства, а диаметры провода выбраны так, что сопротивления катушек оказываются оптимально согласованными с усилителем. Для транзисторного усилителя это соответствует примерно 1000 *ом* для измерительной катушки (максимум отношения сигнал — шум) и несколько сот *ом* для силовой катушки (компромисс между оптимальным согласованием по мощности с выходным каскадом и получением небольшого выходного напряжения).

Постоянная времени интегрирования была принята равной 100, степень успокоения исходного датчика $\beta_0 = 0,15$. При этом потребовался коэффициент усиления транзисторного усилителя $k_\beta = 50 \div 60$. Такое усиление обеспечивает приблизительно равенство силы, возникающей благодаря обратной связи, силе пружины сейсмической системы.

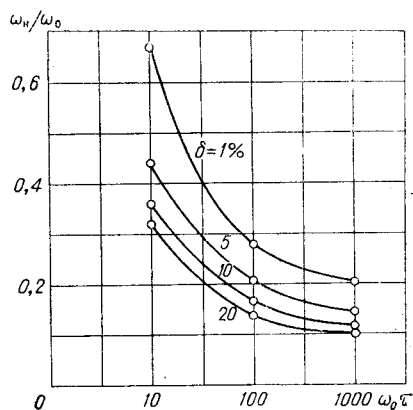


Рис. 4.

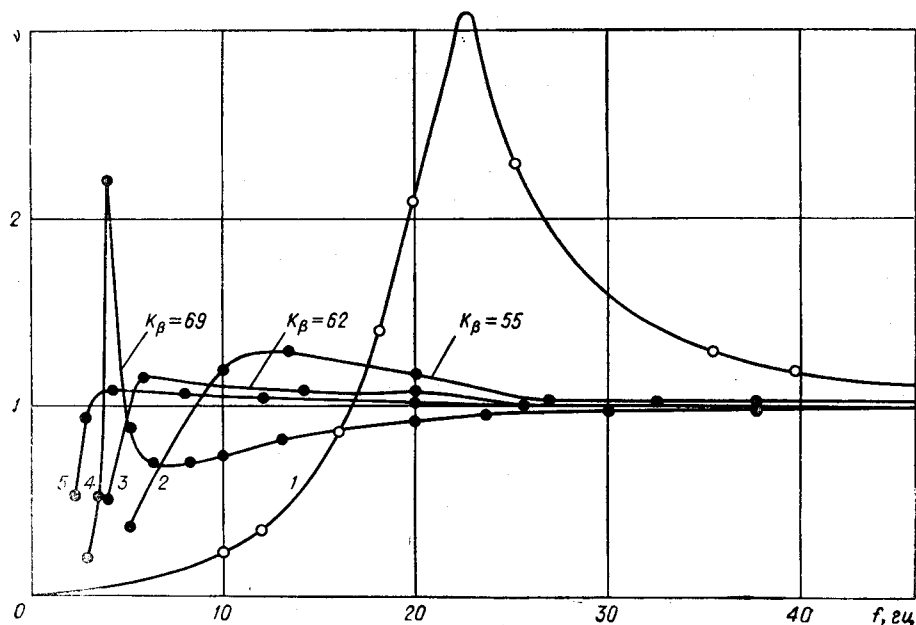


Рис. 5.

Результаты эксперимента, исследующего зависимость частотных характеристик от усиления, показаны на рис. 5. Здесь кривая 1 — частотная характеристика исходного датчика, а кривые 2, 3 и 4 соответствуют обратным связям с усилением, указанным на рисунке. Как видно, результаты для ω_n/ω_0 оказываются несколько хуже (на 20—30%), чем для расчетных вариантов, полученных непосредственно из (11). Различие объясняется тем, что в реальной схеме фазовые погрешности возрастают из-за дополнительных искажений, вызываемых низкочастотным резистивным усилителем в цепи ЭМОС (применена четырехтранзисторная усилительная ячейка, описанная в [11]).

Кривая 5 на рис. 5 соответствует случаю дополнительной фазовой коррекции, т. е. схеме «улучшенного интегрирования». В качестве фазокорректирующей цепочки использован Г-образный делитель, последовательным импедансом которого является активное сопротивление, а параллельным — последовательное соединение активного сопротивления и емкости [12]. График показывает, что таким способом можно добиться дополнительного расширения частотного диапазона на 15—20%.

В заключение сравним способ расширения частотного диапазона виброметра положительной ЭМОС по смещению с другими возможными вариантами, а именно: с отрицательной ЭМОС по ускорению и с нормальной электрической коррекцией.

Ранее уже было отмечено, что все три способа (в случае использования магнитоэлектрических датчиков) связаны примерно с одинаковой потерей чувствительности — пропорционально кубу расширения частотного диапазона. В сравнении с ЭМОС по ускорению ЭМОС по смещению намного проще в осуществлении. Это объясняется тем, что обратная связь по ускорению должна действовать в значительно более широком диапазоне частот — как ниже, так и выше собственной частоты сейсмической системы. Это требует устранения влияния взаимной индуктивности между измерительной и силовой катушками: в противном случае, как показывает несложный анализ, на повышенных частотах характеристики прибора резко ухудшаются и возникает опасность самовозбуждения устройства. Поэтому, несмотря на то, что использование положительной обратной связи ведет к большему проявлению неустойчивости, предпочтение следует отдать ей.

В сравнении с нормальной электрической коррекцией виброметр, использующий ЭМОС, оказывается часто конструктивно более простым: имеет меньше дополнительных элементов фильтров. Особенно это обстоятельство проявляется в многоканальных виброизмерительных устройствах. Однако, как показал весь проведенный анализ, возможности положительной ЭМОС по смещению меньше, чем у коррекции, ибо по соображениям устойчивости и стабильности затруднительно добиться расширения частотного диапазона больше, чем в 3—5 раз, в то время как коррекция позволяет расширить частотный диапазон прибора в 10—30 раз. Таким образом, выбор в пользу коррекции или положительной ЭМОС по смещению приходится делать в зависимости от назначения прибора.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев, Л. Д. Гик. Ручной виброметр с электромеханической обратной связью. — ПНТПО, № П—59—44/18. М., ЦИТЭИ, 1959.
2. М. М. Фетисов. Новые автоматические компенсационные приборы для измерения неэлектрических величин. Л., ЛДНТП, 1960.

3. L. Fleming. Feedback vibrometer.— The Journal of the Acoustical Society of America, 1964, v. 36, № 9.
4. Б. Э. Аршанский. Некоторые пути создания инфранизкочастотных виброметров.— Труды IV конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений, т. 2. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.
5. В. Д. Мазин. Некоторые вопросы теории и результаты экспериментального исследования компенсационных виброметров.— Труды VI конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений, т. 2. Новосибирск, «Наука», 1966.
6. Л. Д. Гик, К. Б. Карандеев. Электрическая коррекция виброизмерительной аппаратуры. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1962.
7. В. И. Петрович. Некоторые методы расширения частотного диапазона сейсмических вибродатчиков. Вибрационная техника. Сб. 1. М., МДНТП, 1965.
8. Л. Д. Гик, В. Н. Некурящев. Устройство для измерения параметров вибраций. Авторское свидетельство № 208982.— ИПОТЗ, 1968, № 4.
9. Л. Д. Гик, В. Н. Некурящев. Приборы для измерения параметров вибраций низких и средних частот.— ПНТПО, № 9—68—118/8. М., ГОСИНТИ, 1968.
10. А. Я. Лернер. Введение в теорию автоматического регулирования. М., Машгиз, 1958.
11. Корректированные виброизмерительные приборы с магнитоэлектрическими датчиками.— ПНТПО, № 18—65—1072/66. М., ГОСИНТИ, 1965.
12. D. Minder, W. Zippe. Vergleich der Eignung verschiedener Integrationsschaltungen für die Schwingungsmesstechnik.— Nachrichtentechnik, 1966, № 11.

*Поступила в редакцию
30 апреля 1968 г.*