

УПРАВЛЕНИЕ ЧАСТОТОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВИБРАЦИОННОГО ПРИВОДА ПО РАЗНОСТИ ФАЗ МЕЖДУ ГАРМОНИЧЕСКИМИ СОСТАВЛЯЮЩИМИ ТОКА

Введение

Вибрационные установки применяются в различных отраслях промышленности для многих технологических процессов, таких как уплотнение бетонных смесей, вибрационное транспортирование, сепарация, ориентирование деталей в пространстве [1, 2]. Благодаря своей простоте на сегодняшний день наиболее распространены установки с центробежным приводом [2]. Электромагнитный вибрационный привод значительно превосходит центробежный по надежности, сроку службы, возможности управления, диапазону рабочих частот и коэффициенту полезного действия (при работе на частоте, близкой к резонансной) [1, 3]. Но его область применения существенно ограничена из-за сложности и высокой стоимости системы автоматического управления (САУ), которая должна обеспечивать устойчивые колебания в окolorезонансном режиме с заданной амплитудой [4]. Поэтому актуальной задачей является исследование возможности упрощения и снижения стоимости системы управления электромагнитным приводом вибрационных установок за счет сокращения числа используемых в ней датчиков.

1. Постановка задачи исследований

В [4] предложена система, осуществляющая автоматическое управление амплитудой и частотой электромагнитного вибрационного привода. Управление амплитудой необходимо для обеспечения качественного технологического процесса. Оно осуществляется по принципу обратной связи путем измерения амплитуды вибрации рабочего органа X_w и сравнения ее с предписанным значением $X_{w.pr}$. Управление частотой необходимо для обеспечения окolorезонансного режима работы виброустановки, в котором наблюдается ее максимальный коэффициент полезного действия (КПД). При изменении массы или других механических свойств обрабатываемого материала резонансная частота виброустановки смещается, а система управления автоматически изменяет частоту вибрации, поддерживая окolorезонансный режим. При этом также используется принцип обратной связи: измеряется разность фаз φ_{Fx} между относительными колебаниями якоря и сердечника электромагнита x и электромагнитной силой F и сравнивается с ее предписанным значением $\varphi_{Fx.pr}$. Для настройки на резонанс необходимо задавать $\varphi_{Fx.pr} = -90^\circ$, а для обеспечения окolorезонансного режима с максимальным КПД — $\varphi_{Fx.pr} \approx -60^\circ$ [3].

Определение амплитуды вибрации X_w и фазового сдвига φ_{Fx} , согласно [4], осуществляется путем выполнения процедуры дискретного преобразования Фурье над сигналом, поступающим с установленного на рабочем органе акселерометра, а сигнал с датчика тока используется для формирования опорных сигналов. Но такое построение системы возможно только в том случае, если перемещения

рабочего органа x_w совпадают с относительными перемещениями якоря и сердечника электромагнита x . Это имеет место в относительно малых установках, где якорь жестко крепится к рабочему органу, а сердечник — к промежуточной массе, которая стабилизируется динамическим виброгасителем (именно такая установка рассматривается в [4]). Но в вибрационных установках массой более 50 кг практически невозможно обеспечить абсолютно жесткое соединение якоря с рабочим органом и стабилизацию промежуточной массы. Кроме того, установленный на рабочем органе акселерометр может быть отдален от якоря электромагнита, поэтому его можно применять только для вычисления амплитуды X_w , а для определения фазового сдвига φ_{Fx} необходимо, кроме датчика тока, использовать еще два акселерометра, установив их на якоре и сердечнике электромагнита. Это приведет к существенному усложнению системы управления, повышению ее стоимости и снижению надежности.

Развитие современного электропривода переменного тока характеризуется уменьшением количества используемых датчиков за счет усовершенствования алгоритмов обработки сигналов с датчиков тока и напряжения. Так в системах векторного управления асинхронными двигателями [5] это позволило избавиться от датчиков магнитного поля и датчиков скорости вращения. Аналогично в электромагнитном вибрационном приводе систему фазовой автоподстройки частоты можно построить на основе анализа сигнала с датчика тока без использования дополнительных датчиков вибрации.

Исследования, проведенные в [3], показали, что при питании обмотки электромагнитного вибратора синусоидальным напряжением по ней протекает несинусоидальный ток, в спектре которого присутствуют первая и третья гармоники. Наличие третьей гармоники тока объясняется влиянием электродвижущей силы (ЭДС), наводимой в обмотке вследствие изменения воздушного зазора. Поэтому разность фаз между третьей и первой гармониками тока φ_{I31} зависит от фазового сдвига между электромагнитной силой и перемещением φ_{Fx} и, следовательно, является частотно-зависимой величиной, которую можно использовать в системе фазовой автоподстройки частоты вместо величины φ_{Fx} .

Целью данной работы является создание цифровой системы автоматического управления электромагнитным вибрационным приводом, в которой автоподстройка частоты осуществляется по сигналу обратной связи, представляющему собой разность фаз между третьей и первой гармониками тока.

2. Формирование структуры системы автоматического управления

Основное отличие рассматриваемой системы управления от предложенной в [4] состоит в том, что процедуру дискретного преобразования Фурье (ДПФ) необходимо выполнять трижды: для определения амплитуды вибрации рабочего органа X_w , фазы первой гармоники тока φ_{I1} и фазы третьей гармоники тока φ_{I3} . На основании этого составляем функциональную схему системы управления (рис. 1). На схеме приняты следующие обозначения: МК — микроконтроллер; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ФОС — формирователь опорных сигналов; ДПФ1, ДПФ2, ДПФ3 — блоки дискретного преобразования Фурье; РЧ — регулятор частоты; РА — регулятор амплитуды; ППП — последовательный передатчик; ПЧ — преобразователь частоты; ДТ — датчик тока; А — акселерометр; РО — рабочий орган виброустановки; КЭ — конструктивные элементы; ЭМВ — электромагнитный вибратор; ПМ — промежуточная масса; ДВГ — ди-

намический виброгаситель; a — ускорение рабочего органа; I — ток в обмотке вибратора; $s_1 \dots s_6$ — опорные синусоидальные сигналы для выполнения процедур ДПФ; X_w — амплитуда колебаний рабочего органа; φ_{I1} и φ_{I3} — фазы первой и третьей гармоник тока соответственно; φ_{I31} — разность фаз между третьей и первой гармониками тока; $X_{w.pr}$ и $\varphi_{I31.pr}$ — предписанные (программные) значения амплитуды колебаний рабочего органа и разности фаз между третьей и первой гармониками тока соответственно; ε_x и ε_φ — ошибки управления по амплитуде и фазе соответственно; ω_I — частота тока; U' — сигнал задания амплитуды напряжения; U — амплитуда напряжения на выходе преобразователя частоты. Отсутствие абсолютно жесткого соединения якоря электромагнита и рабочего органа на схеме условно показано в виде расположенных между ними конструктивных элементов (КЭ).

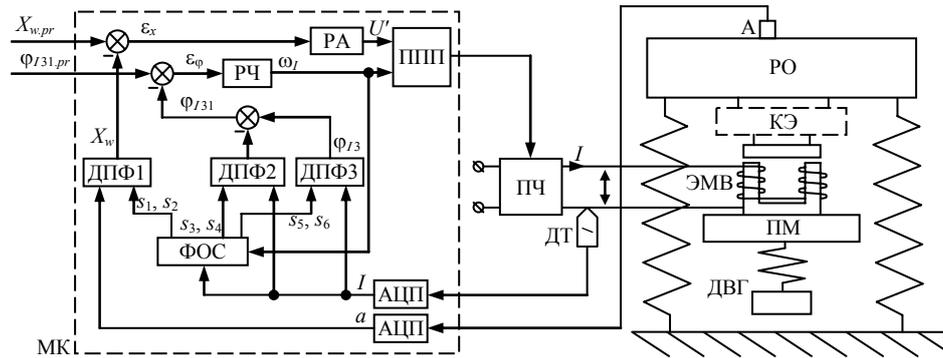


Рис. 1

САУ выполняет следующие действия:

— преобразование сигналов с акселерометра $a(t)$ и датчика тока $I(t)$ в цифровую форму: $a(nT)$ и $I(nT)$, где T — период дискретизации; n — номер отсчета;

— формирование трех пар синусоидальных опорных сигналов, синхронизированных с сигналом $I(nT)$: $s_1(nT)$ и $s_2(nT)$ с частотой $2\omega_I$, $s_3(nT)$ и $s_4(nT)$ с частотой ω_I , $s_5(nT)$ и $s_6(nT)$ с частотой $3\omega_I$;

— выполнение процедуры ДПФ над сигналом $a(nT)$ с использованием опорных сигналов $s_1(nT)$ и $s_2(nT)$, определение амплитуды виброперемещения $X_w(nT)$;

— выполнение процедуры ДПФ над сигналом $I(nT)$ с использованием опорных сигналов $s_3(nT)$ и $s_4(nT)$, определение фазы первой гармоники тока $\varphi_{I1}(nT)$;

— выполнение процедуры ДПФ над сигналом $I(nT)$ с использованием опорных сигналов $s_5(nT)$ и $s_6(nT)$, определение фазы третьей гармоники тока $\varphi_{I3}(nT)$;

— вычисление разности фаз между третьей и первой гармониками тока

$$\varphi_{I31}(nT) = \varphi_{I3}(nT) - 3\varphi_{I1}(nT); \quad (1)$$

— сравнение амплитуды $X_w(nT)$ с ее предписанным значением $X_{w.pr}(nT)$ и вычисление ошибки по амплитуде $\varepsilon_x(nT)$;

— сравнение фазового сдвига $\varphi_{I31}(nT)$ с его предписанным значением $\varphi_{I31.pr}(nT)$ и вычисление ошибки по фазе $\varepsilon_\varphi(nT)$;

— формирование на обмотке электромагнитного вибратора синусоидального напряжения, амплитуда $U(nT)$ и частота $\omega_I(nT)$ которого определяются соответственно в зависимости от ошибок $\varepsilon_x(nT)$ и $\varepsilon_\varphi(nT)$ согласно используемым законам управления.

Составим математическое описание перечисленных операций с цифровыми сигналами. Синхронизация опорных сигналов с сигналом $I(nT)$ осуществляется путем обнуления их фаз в моменты перехода тока через нуль. Для этого, как и в [4], введем логические функции $D_1(nT)$ и $D_N(nT)$, реагирующие на изменение знака сигнала с датчика тока. Но в данном случае, поскольку одна пара опорных сигналов имеет такую же частоту, что и ток, реагировать нужно только на положительные переходы, т.е. когда знак тока меняется с «-» на «+». Тогда функция $D_1(nT)$ должна принимать значение 1 только на отсчетах, соответствующих положительным переходам тока через нулевой уровень:

$$D_1(nT) = H(H(I(nT)) - H(I(nT - T))), \quad (2)$$

где $H(x)$ — функция Хевисайда [6]:

$$H(x) = \begin{cases} 1, & \text{если } x \geq 0; \\ 0, & \text{если } x < 0. \end{cases}$$

Функция $D_N(nT)$ должна принимать значение 1 только на отсчетах, соответствующих каждому N -му положительному переходу тока через нуль. Для ее определения, так же как в [4], необходимо накапливать сумму $S_{I0}(nT)$ отсчетов, на которых $D_1(nT)$ принимает значение 1. При достижении значения N необходимо присваивать $D_N(nT) = 1$ и на следующем такте обнулять $S_{I0}(nT)$ и $D_N(nT)$. Данные действия описываются уравнениями:

$$S_{I0}(nT) = \bar{D}_N(nT - T) \cdot (S_{I0}(nT - T) + D_1(nT)); \quad (3)$$

$$D_N(nT) = H(S_{I0}(nT) - N), \quad (4)$$

где \bar{x} — функция логического отрицания.

Фазы опорных сигналов должны обнуляться при каждом N -м положительном переходе тока через нуль:

$$\alpha_1(nT) = \bar{D}_N(nT) \cdot (\alpha_1(nT - T) + 2\omega_I(nT - T)T); \quad (5)$$

$$\alpha_2(nT) = \bar{D}_N(nT) \cdot (\alpha_2(nT - T) + \omega_I(nT - T)T); \quad (6)$$

$$\alpha_3(nT) = \bar{D}_N(nT) \cdot (\alpha_3(nT - T) + 3\omega_I(nT - T)T), \quad (7)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ — фазы первой, второй и третьей пар опорных сигналов соответственно. Тогда опорные сигналы определяются уравнениями:

$$s_{2i-1}(nT) = \cos \alpha_i(nT), \quad (8)$$

$$s_{2i}(nT) = -\sin \alpha_i(nT), \quad (9)$$

где $i = 1, 2, 3$.

В процессе операции ДПФ над сигналом с акселерометра $a(nT)$ он умножается на опорные сигналы $s_1(nT)$ и $s_2(nT)$, полученные произведения интегриру-

ются до отсчета времени, на котором $D_N(nT)$ принимает значение 1, а на следующем отсчете интегралы $S_{a1}(nT)$ и $S_{a2}(nT)$ обнуляются [4]:

$$S_{a1}(nT) = \bar{D}_N(nT - T) \cdot (S_{a1}(nT - T) + a(nT)s_1(nT)T); \quad (10)$$

$$S_{a2}(nT) = \bar{D}_N(nT - T) \cdot (S_{a2}(nT - T) + a(nT)s_2(nT)T). \quad (11)$$

В [4] действительная и мнимая части комплексного перемещения рабочего органа при $D_N(nT) = 1$ определяются путем деления накопленных сумм $S_{a1}(nT)$ и $S_{a2}(nT)$ на величину $2\pi N\omega_I(nT - T)$, а при $D_N(nT) = 0$ — сохраняют свои предыдущие значения. В данной системе период интегрирования вдвое больше, поэтому суммы $S_{a1}(nT)$ и $S_{a2}(nT)$ нужно делить на величину $4\pi N\omega_I(nT - T)$:

$$X_{w.re}(nT) = D_N(nT) \frac{S_{a1}(nT)}{4\pi N\omega_I(nT - T)} + \bar{D}_N(nT) X_{w.re}(nT - T); \quad (12)$$

$$X_{w.im}(nT) = D_N(nT) \frac{S_{a2}(nT)}{4\pi N\omega_I(nT - T)} + \bar{D}_N(nT) X_{w.im}(nT - T); \quad (13)$$

$$X_w(nT) = \sqrt{X_{w.re}^2(nT) + X_{w.im}^2(nT)}. \quad (14)$$

Аналогично выполняется операция ДПФ над сигналом с датчика тока. Интегрирование произведений $I(nT)$ и опорных сигналов осуществляется следующим образом:

$$S_{I1}(nT) = \bar{D}_N(nT - T) \cdot (S_{I1}(nT - T) + I(nT)s_3(nT)T); \quad (15)$$

$$S_{I2}(nT) = \bar{D}_N(nT - T) \cdot (S_{I2}(nT - T) + I(nT)s_4(nT)T); \quad (16)$$

$$S_{I3}(nT) = \bar{D}_N(nT - T) \cdot (S_{I3}(nT - T) + I(nT)s_5(nT)T); \quad (17)$$

$$S_{I4}(nT) = \bar{D}_N(nT - T) \cdot (S_{I4}(nT - T) + I(nT)s_6(nT)T). \quad (18)$$

Период интегрирования равен $2\pi N/\omega_I$. Действительная и мнимая части гармоник тока при $D_N(nT) = 1$ определяются путем деления накопленных сумм $S_{I1}(nT)$, $S_{I2}(nT)$, $S_{I3}(nT)$ и $S_{I4}(nT)$ на величину половины периода $\pi N/\omega_I(nT - T)$, а при $D_N(nT) = 0$ — сохраняют свои предыдущие значения:

$$I_{1.re}(nT) = D_N(nT) S_{I1}(nT) \frac{\omega_I(nT - T)}{\pi N} + \bar{D}_N(nT) I_{1.re}(nT - T); \quad (19)$$

$$I_{1.im}(nT) = D_N(nT) S_{I2}(nT) \frac{\omega_I(nT - T)}{\pi N} + \bar{D}_N(nT) I_{1.im}(nT - T); \quad (20)$$

$$I_{3.re}(nT) = D_N(nT) S_{I3}(nT) \frac{\omega_I(nT - T)}{\pi N} + \bar{D}_N(nT) I_{3.re}(nT - T); \quad (21)$$

$$I_{3.im}(nT) = D_N(nT) S_{I4}(nT) \frac{\omega_I(nT - T)}{\pi N} + \bar{D}_N(nT) I_{3.im}(nT - T). \quad (22)$$

Амплитуды гармоник тока вычисляются как геометрические суммы их действительных и мнимых частей:

$$I_k(nT) = \sqrt{I_{k.re}^2(nT) + I_{k.im}^2(nT)}, \quad k = 1, 3. \quad (23)$$

Фаза первой гармоники тока относительно опорного сигнала $s_3(nT)$ может быть определена по такой же формуле, как и фаза перемещений в [4]:

$$\varphi_{I1}(nT) = \text{sgn}(I_{1.im}(nT)) \arccos \frac{I_{1.re}(nT)}{I_1(nT)}, \quad (24)$$

где sgn — функция сигнум [6]:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{если } x > 0; \\ 0, & \text{если } x = 0; \\ -1, & \text{если } x < 0. \end{cases}$$

Формула (24) применима для определения углов, находящихся в пределах от -180° до 180° , и обеспечивает наибольшую точность вычисления углов, близких по модулю к 90° . Поскольку отсчет времени ведется от момента положительного перехода через нуль сигнала $I(nT)$, фаза его основной гармоники φ_{I1} близка к величине -90° и поэтому может быть достаточно точно определена по формуле (24).

На рис. 2 приведены полученные в результате моделирования осциллограммы тока для дорезонансной частоты вибрации 40 Гц (рис. 2, а), резонансной 53,1 Гц (рис. 2, б) и зарезонансной 55 Гц (рис. 2, в). На дорезонансной частоте третья гармоника тока имеет максимумы приблизительно на $1/2$ и $5/2$ своего периода и находится практически в противофазе с опорным сигналом $s_6(nT)$, определяемым выражением (9). Тогда ее фаза φ_{I3} относительно опорного сигнала $s_5(nT)$ составляет приблизительно -90° . При увеличении частоты до резонансной (рис. 2, б) третья гармоника тока смещается вправо, а ее фаза φ_{I3} опускается до уровня около -180° . В зарезонансном режиме (рис. 2, в) максимум третьей гармоники попадает примерно на $3/2$ ее периода, т.е. она практически совпадает по фазе с опорным сигналом $s_6(nT)$, а ее фаза φ_{I3} относительно $s_5(nT)$ составляет примерно -270° . Таким образом, диапазон изменения угла φ_{I3} составляет от -90 до -270° . Для его вычисления необходимо использовать формулу, которая охватывает диапазон углов от 0 до -360° :

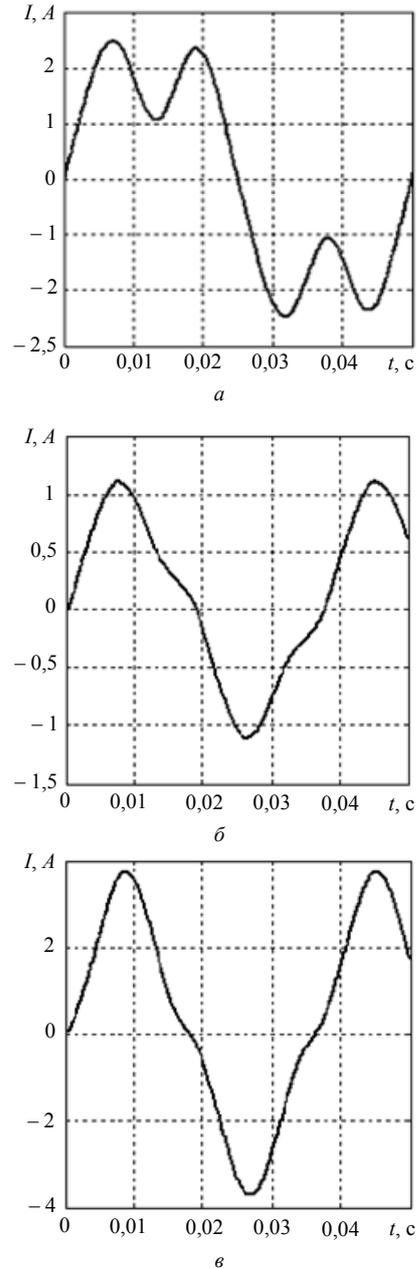


Рис. 2

$$\varphi_{I3} = \operatorname{arctg} \frac{I_{3.im}}{I_{3.re}} + f(H(I_{3.re}), H(I_{3.im})),$$

где f — функция, принимающая значения $0, -180$ или -360° в зависимости от знаков $I_{3.re}$ и $I_{3.im}$. Данную функцию можно представить в виде:

$$f(H(I_{3.re}), H(I_{3.im})) = -180^\circ d_1(H(I_{3.re}), H(I_{3.im})) - 360^\circ d_2(H(I_{3.re}), H(I_{3.im})),$$

где d_1 и d_2 — логические функции, принимающие значения 0 или 1 . Для их определения составим таблицу истинности (табл. 1).

Таблица 1

$H(I_{3.re})$	$H(I_{3.im})$	f	d_1	d_2
0	0	-180°	1	0
0	1	-180°	1	0
1	0	0	0	0
1	1	-360°	0	1

По табл. 1 находим логические функции:

$$d_1 = \bar{H}(I_{3.re}) = 1 - H(I_{3.re});$$

$$d_2 = H(I_{3.re})H(I_{3.im}).$$

Запишем окончательное выражение для вычисления φ_{I3} :

$$\begin{aligned} \varphi_{I3}(nT) = \operatorname{arctg} \frac{I_{3.im}(nT)}{I_{3.re}(nT)} - 180^\circ \cdot (1 - H(I_{3.re}(nT))) - \\ - 360^\circ H(I_{3.re}(nT))H(I_{3.im}(nT)). \end{aligned} \quad (25)$$

Ошибки управления по амплитуде и фазе определяются как разность предписанных значений и вычисленных в результате ДПФ:

$$\varepsilon_x(nT) = X_{w.pr}(nT) - X_w(nT); \quad (26)$$

$$\varepsilon_\varphi(nT) = \varphi_{I31.pr}(nT) - \varphi_{I31}(nT), \quad (27)$$

где разность фаз между третьей и первой гармониками тока φ_{I31} определяется согласно (1).

Согласно [7], для обеспечения устойчивости системы управления вибрационным приводом при малом механическом демпфировании, ее регуляторы РА и РЧ должны содержать звенья с зоной нечувствительности. Для обеспечения астатизма в состав регуляторов должны также входить интегрирующие звенья. Тогда законы управления амплитудой и частотой будут следующими:

$$\varepsilon'_x(nT) = \begin{cases} \varepsilon_x(nT) - h_{DZ1} & \text{при } \varepsilon_x(nT) > h_{DZ1}; \\ 0 & \text{при } -h_{DZ1} \leq \varepsilon_x(nT) \leq h_{DZ1}; \\ \varepsilon_x(nT) + h_{DZ1} & \text{при } \varepsilon_x(nT) < -h_{DZ1}; \end{cases} \quad (28)$$

$$\varepsilon'_\varphi(nT) = \begin{cases} \varepsilon_\varphi(nT) - h_{DZ2} & \text{при } \varepsilon_\varphi(nT) > h_{DZ2}; \\ 0 & \text{при } -h_{DZ2} \leq \varepsilon_\varphi(nT) \leq h_{DZ2}; \\ \varepsilon_\varphi(nT) + h_{DZ2} & \text{при } \varepsilon_\varphi(nT) < -h_{DZ2}; \end{cases} \quad (29)$$

$$U'(nT) = U'(nT - T) + k_{i1} \varepsilon'_x(nT) T; \quad (30)$$

$$\omega_I(nT) = \omega_I(nT - T) + k_{i2} \varepsilon'_\varphi(nT) T, \quad (31)$$

где h_{DZ1} и h_{DZ2} — значения ширины зоны нечувствительности регуляторов РА и РЧ соответственно; k_{i1} , k_{i2} — коэффициенты интегральных регуляторов.

Преобразователь частоты на основании поступающих на его вход по последовательному интерфейсу значений ω_I и U' формирует синусоидальное напряжение с частотой ω_I и амплитудой

$$U(nT) = k_{FC} U'(nT - T), \quad (32)$$

где k_{FC} — коэффициент передачи преобразователя частоты по напряжению.

Текущая фаза управляющего напряжения определяется в результате численного интегрирования частоты ω_I [4]:

$$\alpha_u(nT) = \alpha_u(nT - T) + \omega_I(nT)T. \quad (33)$$

Напряжение на выходе преобразователя частоты определяется следующим образом:

$$u(nT) = U(nT) \sin(\alpha_u(nT)). \quad (34)$$

Выполнив z -преобразование уравнений (1)–(34), составляем структурную схему дискретной части системы управления (рис. 3).

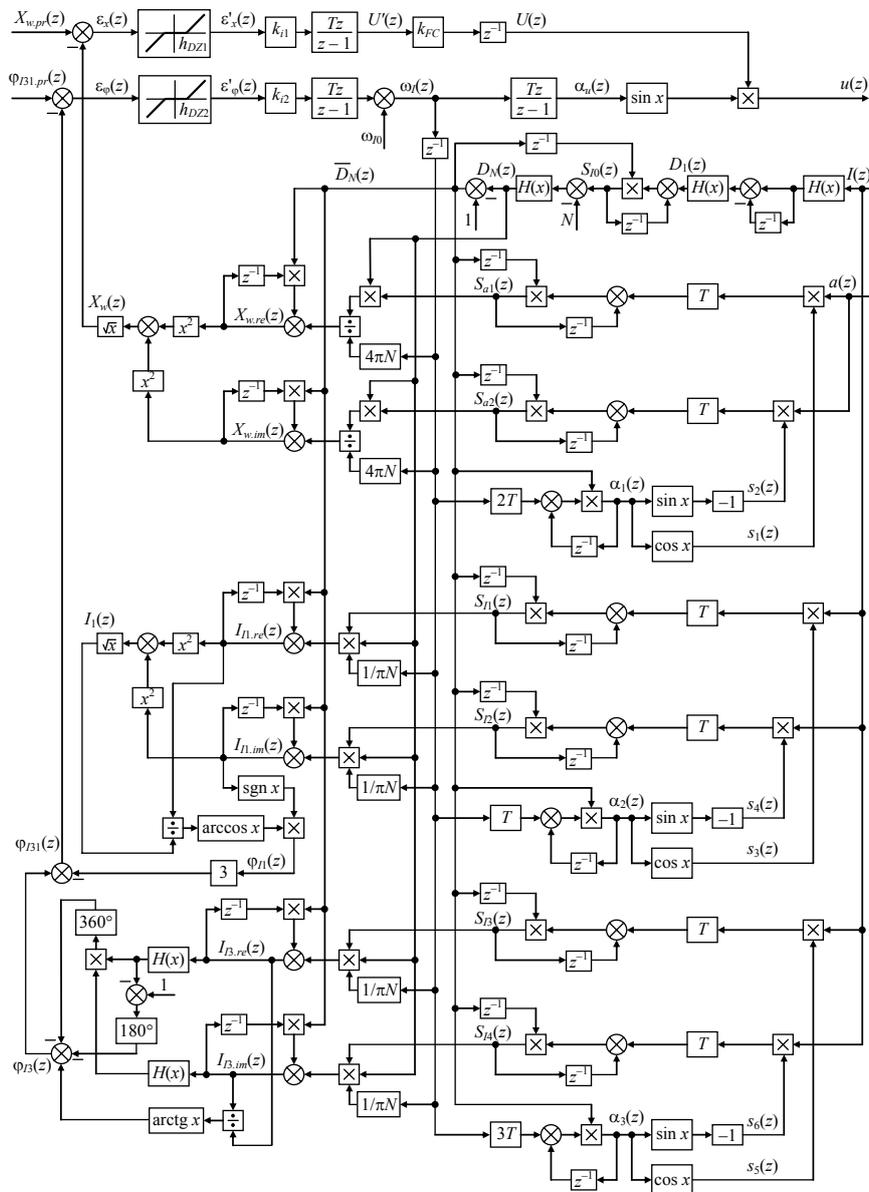


Рис. 3

Передаточные функции в структурной схеме составлены для нулевых начальных условий, поэтому начальное значение частоты тока ω_{I0} суммируется с выходным сигналом цифрового интегратора, входящего в состав регулятора частоты [4]. Амплитуда управляющего напряжения обычно имеет нулевое начальное значение.

Параметры регуляторов h_{DZ1} , h_{DZ2} , k_{i1} , k_{i2} и число периодов интегрирования N должны быть заданы таким образом, чтобы обеспечивались требуемые показатели качества управления. При увеличении числа периодов N улучшаются фильтрующие свойства блока ДПФ, но ухудшаются динамические свойства системы управления в результате увеличения временной задержки [4]. Поэтому обычно принимают $N = 1$.

Ввиду существенной нелинейности рассматриваемой системы аналитическое определение параметров регуляторов затруднительно, поэтому их значения нужно подбирать путем численного моделирования. При этом нужно учитывать, что быстроедействие системы управления амплитудой должно на порядок превышать быстроедействие системы управления частотой. В противном случае приближение к резонансу будет сопровождаться значительным всплеском амплитуды вибрации, что недопустимо для большинства технологических процессов.

3. Моделирование динамики системы управления

Для расчета переходных процессов создана динамическая модель электромагнитного привода трехмассовой вибрационной установки в программе Simulink (рис. 4). Она состоит из трех подсистем: Control system — модель цифровой системы управления; Electromagnetic system of vibrator — модель электромагнитной системы вибратора; Mechanical oscillation system — модель механических процессов. На входы подсистемы Control system подаются задающие воздействия $X_{w.pr}$, $\Phi_{I31.pr}$ и сигналы с датчиков a и I . На выходах формируются синусоидальное напряжение u и частота ω_I , которые подаются на вход подсистемы Electromagnetic system of vibrator, где вычисляются ток в обмотке I и электромагнитная сила F . При этом учитываются особенности пространственного распределения магнитного поля, нелинейность характеристики намагничивания стали, потери энергии на вихревые токи и гистерезис [8]. Структура подсистемы Electromagnetic system of vibrator описана в [8, 9]. В нее был добавлен блок вычисления КПД привода, построенный на основании уравнений, приведенных в [3]. В подсистеме Mechanical oscillation system на основании входного воздействия F осуществляется расчет движения трех подвижных масс вибрационной установки с учетом влияния обрабатываемого материала. Ее выходные сигналы: a — ускорение рабочего органа; x и v — относительные перемещение и скорость якоря и сердечника электромагнита. Особенности построения подсистемы Mechanical oscillation system описаны в [9].

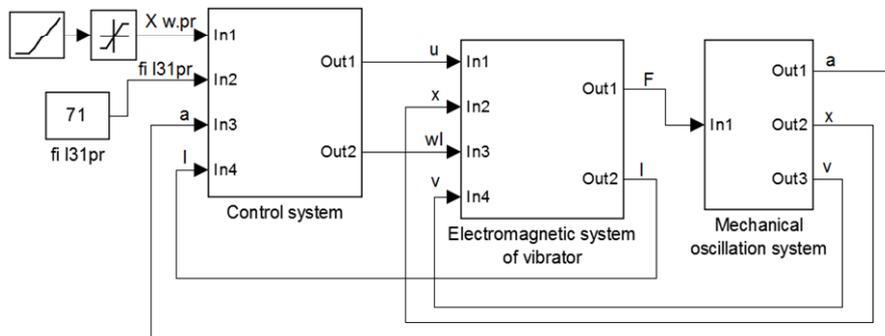


Рис. 4

Подсистема Control system (рис. 5) построена на основании структурной схемы (рис. 3) и содержит также дополнительные блоки. Система управления амплитудой начинает работать сразу после включения, а система управления частотой вводится в действие сигналом логической 1 с блока Frequency control start через некоторое время (порядка 2 с), за которое гармоники тока достигнут величин, достаточных для вычисления их фаз. С помощью блоков Quantizer1 и Quantizer2 учитывается квантование по уровню амплитуды и частоты выходного напряжения. С учетом параметров реальной системы управления шаг квантования для амплитуды U' выбран равным 1, а для частоты ω_I — 1,0653 рад/с. Ширина зоны нечувствительности $h_{DZ1} = \pm 5 \cdot 10^{-6}$ м, $h_{DZ2} = \pm 2^\circ$. Дискретное преобразование Фурье входных сигналов осуществляется в блоках DFT1, DFT2 и DFT3, структура которых приведена на рис. 6, а–в соответственно.

Сначала исследуем работу системы с разомкнутой цепью управления частотой. Целью такого моделирования является получение зависимости разности фаз φ_{I31} от частоты вибрации f . Для этого на выходе блока Frequency control start (рис. 5) устанавливаем 0, а величину f_0 задаем не как константу, а как функцию, линейно нарастающую от 45 до 60 Гц со скоростью 0,2 Гц/с. Резонансная частота установки 53,4 Гц находится приблизительно посередине исследуемого частотного диапазона. Начало нарастания частоты задаем с момента времени 10 с, когда амплитуда вибрации X_w установилась и поддерживается на уровне 0,5 мм. В результате моделирования получаем частотные зависимости КПД привода $\eta(f)$ и фазового сдвига между гармониками тока $\varphi_{I31}(f)$ (рис. 7). В околорезонансной области шириной 13 Гц функция $\varphi_{I31}(f)$ монотонно убывает, поэтому коэффициент регулятора k_{i2} должен быть отрицательным (рис. 5). Максимум КПД наблюдается на частоте 52,9 Гц, которой соответствует фазовый сдвиг 71° . Это значение необходимо задавать в качестве входной величины $\varphi_{I31.pr}$.

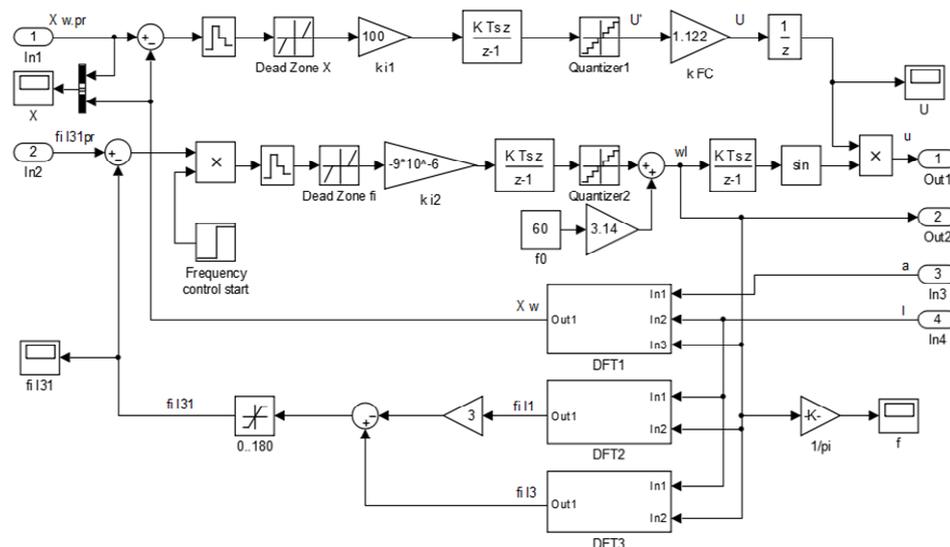
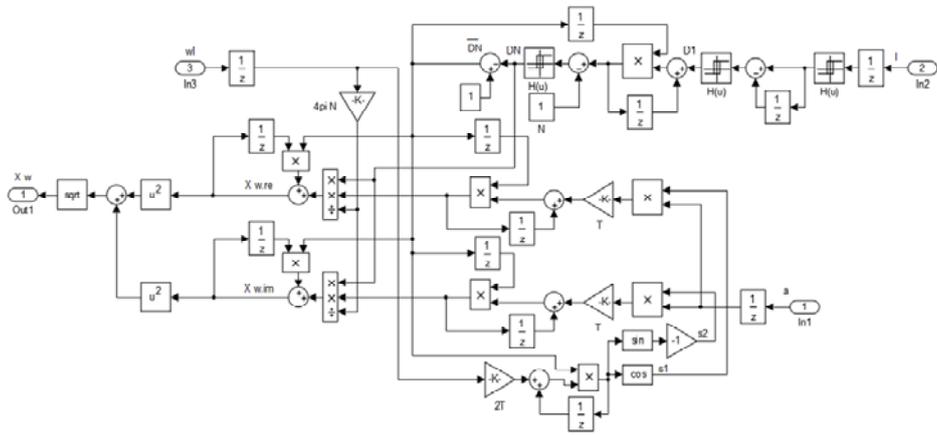
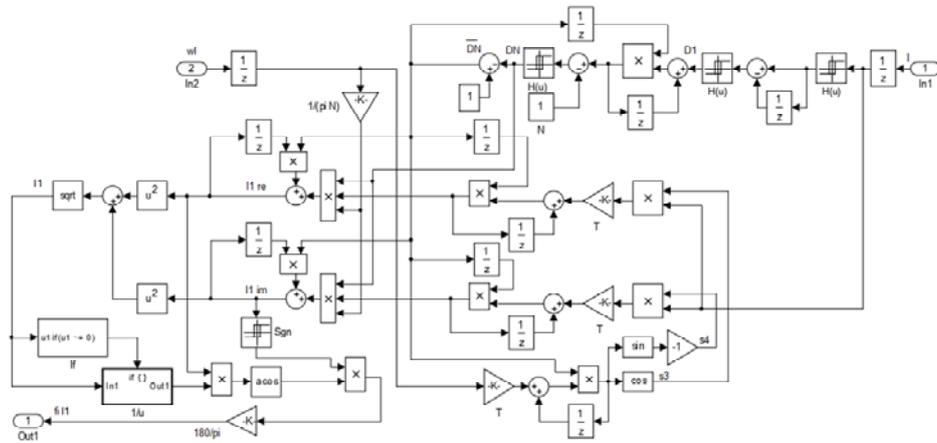


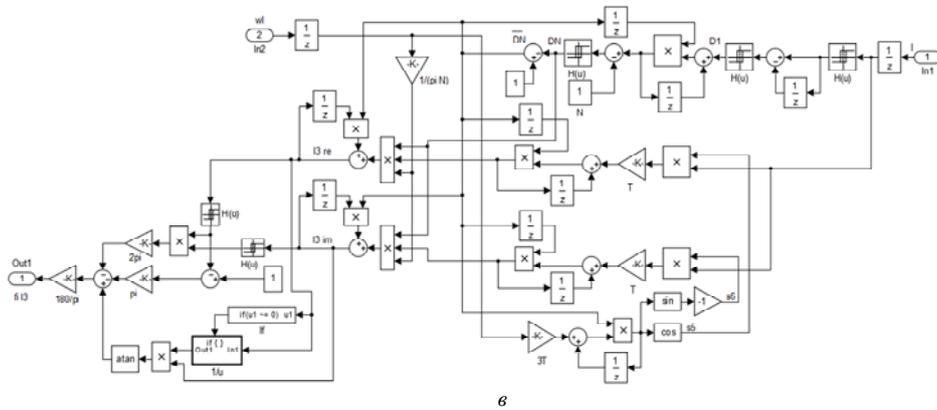
Рис. 5



a



б



в

Рис. 6

Целью моделирования замкнутой САУ частотой вибрационного привода является исследование ее динамических свойств при совместной работе с системой управления амплитудой в условиях изменения массы обрабатываемого материала. Результаты моделирования приведены на рис. 8. На вход системы управления амплитудой подается линейно нарастающий сигнал $X_{w.pr}(t)$ (пунктирная линия), который по достижении значения 0,5 мм остается постоянным на этом уровне. На выходе системы управления формируется синусоидальное напряжение с частотой

той 30 Гц и амплитудой, возрастающей пропорционально интегралу от ошибки ε_x . Это приводит к появлению увеличивающейся по амплитуде вибрации с частотой $f_0 = 60$ Гц. В момент времени 2 с логическая 1 с блока Frequency control start (рис. 5) замыкает систему управления частотой. В результате частота плавно снижается до 52,9 Гц, разность фаз между гармониками тока φ_{I31} достигает предписанного значения 71° , а КПД возрастает до максимального уровня 0,6. При приближении к резонансу амплитуда вибрации X_w увеличивается, а затем снова снижается до предписанного значения за счет уменьшения напряжения U системой управления амплитудой. В момент времени 15 с в подсистеме Mechanical oscillation system осуществляется имитация мгновенного увеличения массы обрабатываемого материала с 5 до 10 кг. Частота 52,9 Гц, на которой работала установка, становится резонансной, поэтому фазовый сдвиг φ_{I31} резко уменьшается до 30° , амплитуда вибрации X_w — до 0,2 мм, а КПД — до 0,3. Реакция системы управления — увеличение амплитуды и снижение частоты напряжения на обмотке. В результате управляемые величины X_w и φ_{I31} снова достигают своих предписанных значений, а КПД возрастает до 0,67 (КПД привода выше при большей нагрузке). Установившееся значение частоты составляет 49,1 Гц. В момент времени 25 с масса обрабатываемого материала снова уменьшается до первоначального значения 5 кг и частота автоматически возвращается к значению 52,9 Гц. Переходной процесс при этом также сопровождается кратковременным отклонением амплитуды и снижением КПД.

Благодаря заниженному значению коэффициента k_{i2} управление частотой осуществляется без перерегулирования и колебательности, но с достаточно большим временем переходного процесса. Такое искусственное снижение быстродействия необходимо для того, чтобы избежать больших всплесков амплитуды вибрации при приближении к резонансу. Время переходного процесса можно оценить как время достижения величинами φ_{I31} или f практически установившегося значения. Оно составляет около 5 с после увеличения массы и примерно 3,5 с — после ее уменьшения. Но более показательным в данном случае является время, за которое КПД достигает 98% своего максимального значения. Оно составляет не более 2 с. Превышение заданного уровня вибрации при этом достигает 20 %.

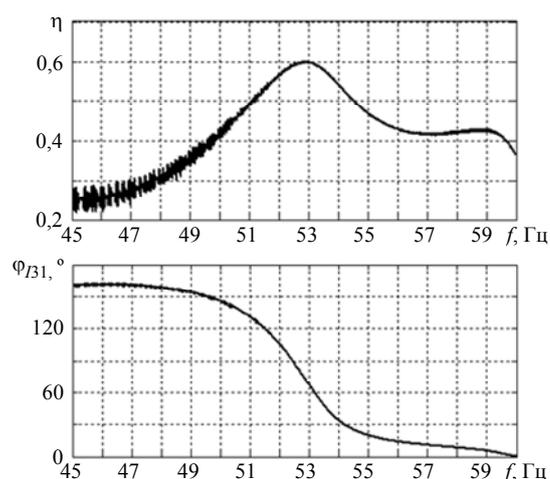


Рис. 7

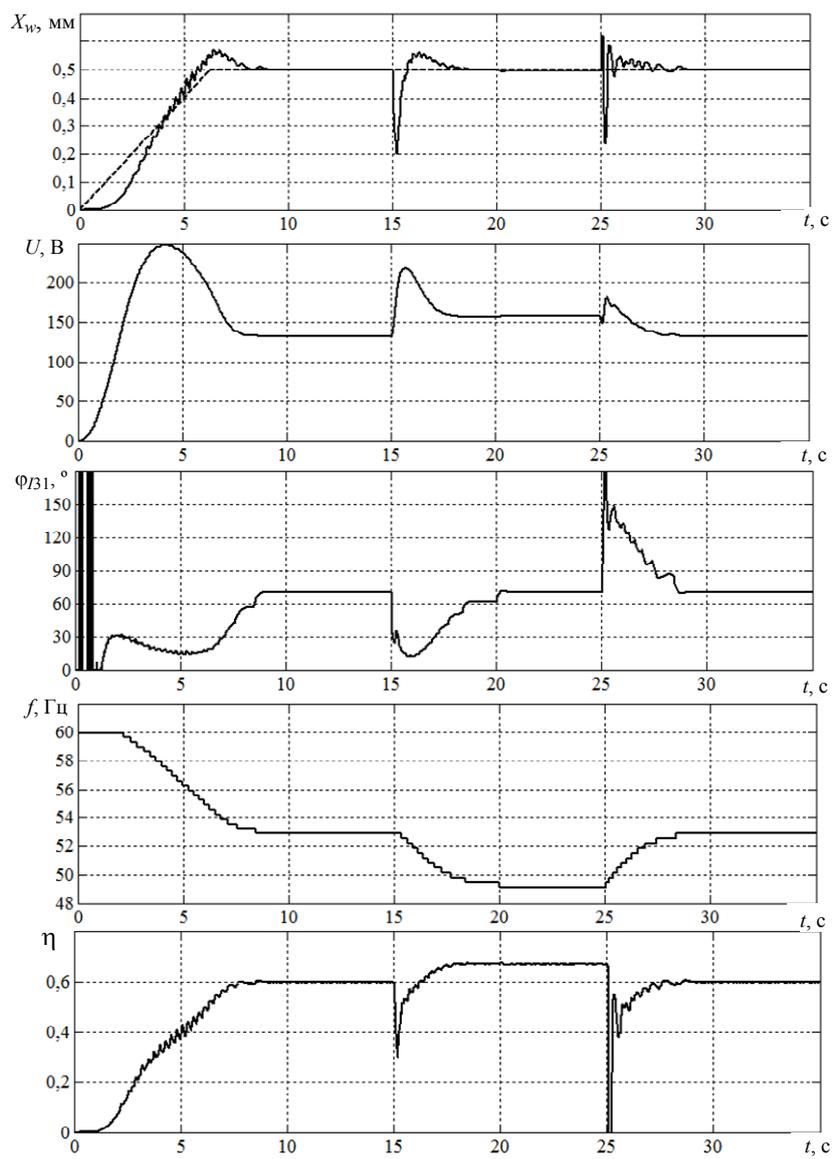


Рис. 8

Результаты моделирования динамики системы управления (СУ) касаются одной программы изменения задающего воздействия на систему управления амплитудой и одной программы изменения массы обрабатываемого материала и носят проверочный и демонстрационный характер эффективности разработанной СУ в конкретном частном случае.

Полученные показатели качества управления приемлемы для большинства вибротехнологических установок. Если требуется повышение быстродействия или уменьшение всплесков амплитуды вибрации, необходимо увеличивать коэффициент регулятора частоты и при этом использовать более сложную структуру регулятора амплитуды.

4. Экспериментальные исследования системы управления

На основании структурной схемы (рис. 3) разработана программа для микропроцессорной САУ электромагнитным приводом вибрационной установки для уплотнения бетонных смесей и проведены ее испытания при работе в условиях изменения нагрузки. Результаты эксперимента приведены на рис. 9.

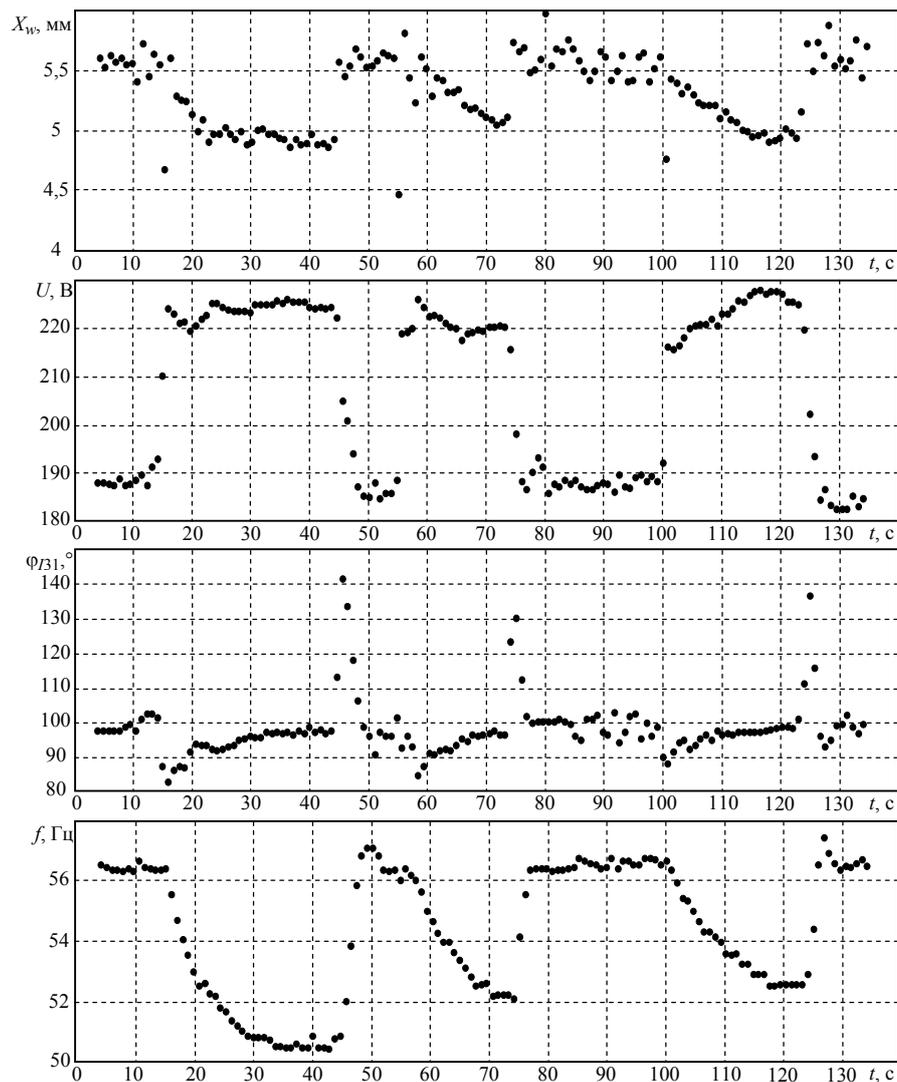


Рис. 9

Отсчет времени ведется с момента установившихся колебаний с амплитудой около 0,55 мм и частотой 56,3 Гц, соответствующей заданной разности фаз между гармониками тока $\varphi_{I31} = 100^\circ$. В емкости установки при этом находится 4 кг песка служащие нагрузкой для электропривода. В момент времени 14 с в емкость добавляется мешок с 16 кг песка и система управления автоматически уменьшает частоту до 50,5 Гц. Следует отметить, что нагрузка в данном случае не увеличивается мгновенно. Мешок с песком в течение нескольких секунд под действием вибрации деформируется, прилегая к поверхности находившегося в емкости песка и ее стенкам. Поэтому длительный переходной процесс (около 15 с) объясняется не малым быстродействием САУ, а плавностью увеличения нагрузки. Это подтверждается малой величиной отклонения разности фаз φ_{I31} .

В момент времени 44 с происходит уменьшение нагрузки путем извлечения мешка из емкости. В этом случае изменение нагрузки и смещение резонансной частоты происходят практически мгновенно. Частота автоматически увеличивается до 56,3 Гц.

В момент времени 54 с добавляется мешок с песком массой 12 кг. Резонансная частота плавно уменьшается, и система управления отслеживает ее изменение, уменьшая частоту вынужденных колебаний до 52 Гц. После извлечения мешка в момент времени 74 с, частота снова автоматически увеличивается до 56,3 Гц.

Далее опыт повторяется с мешком массой 10,5 кг. В момент времени 100 с он помещается в емкость, а в момент времени 123 с — извлекается.

Динамические свойства системы управления частотой можно оценить по ее реакции на уменьшение нагрузки, поскольку при этом происходит сравнительно быстрое изменение резонансной частоты. Относительное уменьшение нагрузки Δm^* в трех последовательных проведенных опытах составляет соответственно 80 %, 75 % и 72,4 %. Для каждого опыта по полученным графикам переходных процессов, начинающихся в моменты времени 44 с, 74 с и 123 с, определяем показатели качества управления: максимальное перерегулирование σ_{\max} и время переходного процесса t_{set} (табл. 2).

Таблица 2

№ опыта	Δm^* , %	t_{load} , с	σ_{\max} , %	t_{set} , с
1	80	9,2	12,1	7,6
2	75	3,6	0	2,7
3	72,4	5,5	27	5

Перерегулирование в первом и третьем опытах объясняется тем, что после добавления мешка с песком и установления новой резонансной частоты он еще в течение достаточно длительного времени находится в вибрирующей емкости: в первом опыте — 9,2 с, а в третьем — 5,5 с (табл. 2). За это время находящийся на ее дне песок существенно уплотняется, поэтому после извлечения мешка резонансная частота на короткое время становится выше своего установившегося значения. Это подтверждается тем, что в моменты времени 48 с и 126 с значение частоты проходит отметку 56,3 Гц (рис. 9), но разность фаз φ_{I31} не достигает предписанной величины. Затем происходит разрыхление песка, и частота снижается до установившегося значения. В табл. 2 приведена длительность установившейся работы под нагрузкой t_{load} до ее уменьшения как один из факторов, влияющих на характер переходного процесса.

Во втором опыте время t_{load} составляет 3,6 с, что значительно меньше, чем в первом и третьем опытах. Песок на дне формы не успевает существенно уплотниться, поэтому перерегулирование отсутствует.

Значения времени переходного процесса t_{set} соизмеримы с величинами, полученными при численном моделировании системы управления.

Таким образом, результаты эксперимента подтверждают работоспособность предложенной САУ, а полученные показатели качества управления удовлетворяют требованиям большинства технологических процессов, осуществляемых вибрационными установками. Следует отметить, что полученные экспериментальным путем характеристики касаются только частного случая системы управления при реализованных в трех опытах программах изменения нагрузки. Поэтому результаты эксперимента (как и моделирования) носят исключительно проверочный и демонстрационный характер.

Заключение

Проведенные исследования показали, что настройку вибрационных установок с электромагнитным приводом на околорезонансный режим можно осуществлять по сигналу с датчика тока без использования датчиков движения. Для этого необходимо вычислять разность фаз между третьей и первой гармониками тока и использовать ее как сигнал обратной связи системы автоматического управления частотой. На основании этого была создана цифровая система автоматического управления электромагнитным вибрационным приводом. Согласно результатам численного моделирования и экспериментов, предложенная САУ обеспечивает приемлемые для большинства технологических процессов показатели качества управления.

Одним из направлений для дальнейших исследований является определение зависимостей, характеризующих влияние параметров вибрационного привода и

режимов его работы на величину фазового сдвига между гармониками тока, которая соответствует максимуму КПД. Это позволит формировать задающие воздействия для систем управления частотой вибрационных установок, обеспечивая их максимальную энергетическую эффективность.

О.О. Черно

КЕРУВАННЯ ЧАСТОТОЮ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВІБРАЦІЙНОГО ПРИВОДУ ЗА РІЗНІСТЮ ФАЗ МІЖ ГАРМОНІЧНИМИ СКЛАДОВИМИ СТРУМУ

Запропоновано систему автоматичного керування амплітудою і частотою електромагнітного вібраційного приводу. Керування частотою здійснюється шляхом підтримки заданої різниці фаз між третьою і першою гармоніками струму. Це дозволяє за мінімальної кількості датчиків забезпечити стійкий білярезонансний режим роботи вібраційної установки в умовах зміни маси оброблюваного матеріалу і тим самим досягти її максимальної енергетичної ефективності.

A.A. Chernov

CONTROL OF ELECTROMAGNETIC VIBRATIONAL DRIVE USING A PHASE DIFFERENCE BETWEEN THE CURRENT HARMONICS

An automatic control system of the amplitude and frequency of the electromagnetic vibratory drive is proposed. Frequency control is carried out by maintaining a predetermined phase difference between the first and third harmonics of the current. This allows with a minimum number of sensors to provide a stable near-resonant mode of vibration machine under changing of the processed material mass and thus to achieve its maximum energy efficiency.

1. *Ланець О.С.* Високоєфективні міжрезонансні вібраційні машини з електромагнітним приводом. Теоретичні основи та практика створення. — Львів : Вид-во Нац. ун-ту «Львівська політехніка», 2008. — 324 с.
2. *Осадчий В.В., Батраченко И.В., Мыкытюк Д.В.* Регулируемый электропривод дебалансного вибровозбудителя // *Электромеханика и энергозберігаючі системи.* — 2012. — Вип. 3 (19). — С. 194–197.
3. *Chernov O.O., Monchenko M.Yu.* Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system // *Технічна електродинаміка.* — 2016. — № 1. — С. 20–25.
4. *Черно А.А.* Управление резонансным электромагнитным вибрационным приводом с использованием алгоритма цифровой фильтрации на основе дискретного преобразования Фурье // *Международный научно-технический журнал «Проблемы управления и информатики».* — 2014. — № 4. — С. 111–125.
5. *Соколовский Г.Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. — М. : Издательский центр «Академия», 2006. — 265 с.
6. *Воднев В.Т., Наумович А.Ф., Наумович Н.Ф.* Основные математические формулы. — Минск : Вышэйшая школа, 1988. — 269 с.
7. *Черно А.А., Гуров А.П., Монченко М.Ю.* Особенности динамики цифровой системы автоматического управления электромагнитным вибрационным приводом // *Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика.* — 2015. — Вип. 1 (3). — С. 114–116.
8. *Черно А.А.* Динамическая модель электромагнитного вибрационного привода // *Технічна електродинаміка.* — 2014. — № 2. — С. 37–43.
9. *Черно О.О., Гуров А.П., Новогрецький С.М.* Особливості динаміки керованого електромагнітного приводу вібраційної установки для ущільнення бетонних сумішей // *Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні.* — 2014. — Вип. 48. — С. 87–96.

*Получено 14.02.2017
После доработки 18.04.2017*