Записки Ленинградского ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени горного института им. Г.В.Плеханова,
т. XCIV, 1982 г.

УДК 62-83:621.33

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ БЛОКОВ ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В.В.АЛЕКСЕЕВ, В.А.ДАРТАУ

Генератор гармонических сигналов (ГГС) является основным узлом блока тригонометрического анализатора, служащего для выделения единичных опорных функций – направляющих косинусов вращающейся системы координат, жестко связанной с потокосцеплением [1, 7].

Блок ГГС, выполненный на стандартных микросхемах, должен обеспечивать заданное качество выходных сигналов в максимальном диапазоне частот при заданном уровне сложности.

В качестве простейшего генератора может быть использован генератор, управляемый напряжением, построенный на основе управляемого консервативного звена со стабилизацией амплитуды колебаний за счет введения сигнала ошибки по амплитуде на вход обратной связи одного из интеграторов [6]. Генератор, выполненный на идеализированных элементах, описывается системой дифференциальных уравнений

$$\frac{d}{dt}x_1 = \omega x_2 + \frac{1}{RCp}\left(A_3^2 - A^2\right)x_1;$$
$$\frac{d}{dt}x_2 = \omega x_1, \qquad (1)$$

где A_3^2 – заданная амплитуда сигналов; A^2 – квадрат модуля выходной системы сигналов, $A^2 = x_1^2 + x_2^2$.

Однако такой генератор имеет малый частотный диапазон качественной работы. Применение стабилизирующей обратной связи только на одном интеграторе не обеспечивает эффективной стабилизации амплитуды, так как в этом случае стабилизирующая связь зависит от мгновенной фазы и, следовательно, существуют моменты времени, когда коэффициент обратной связи равен нулю. Низка точность стабилизации амплитуды, так как используемый в генераторе интегральный регулятор обычно приводит к неустойчивости замкнутой системы

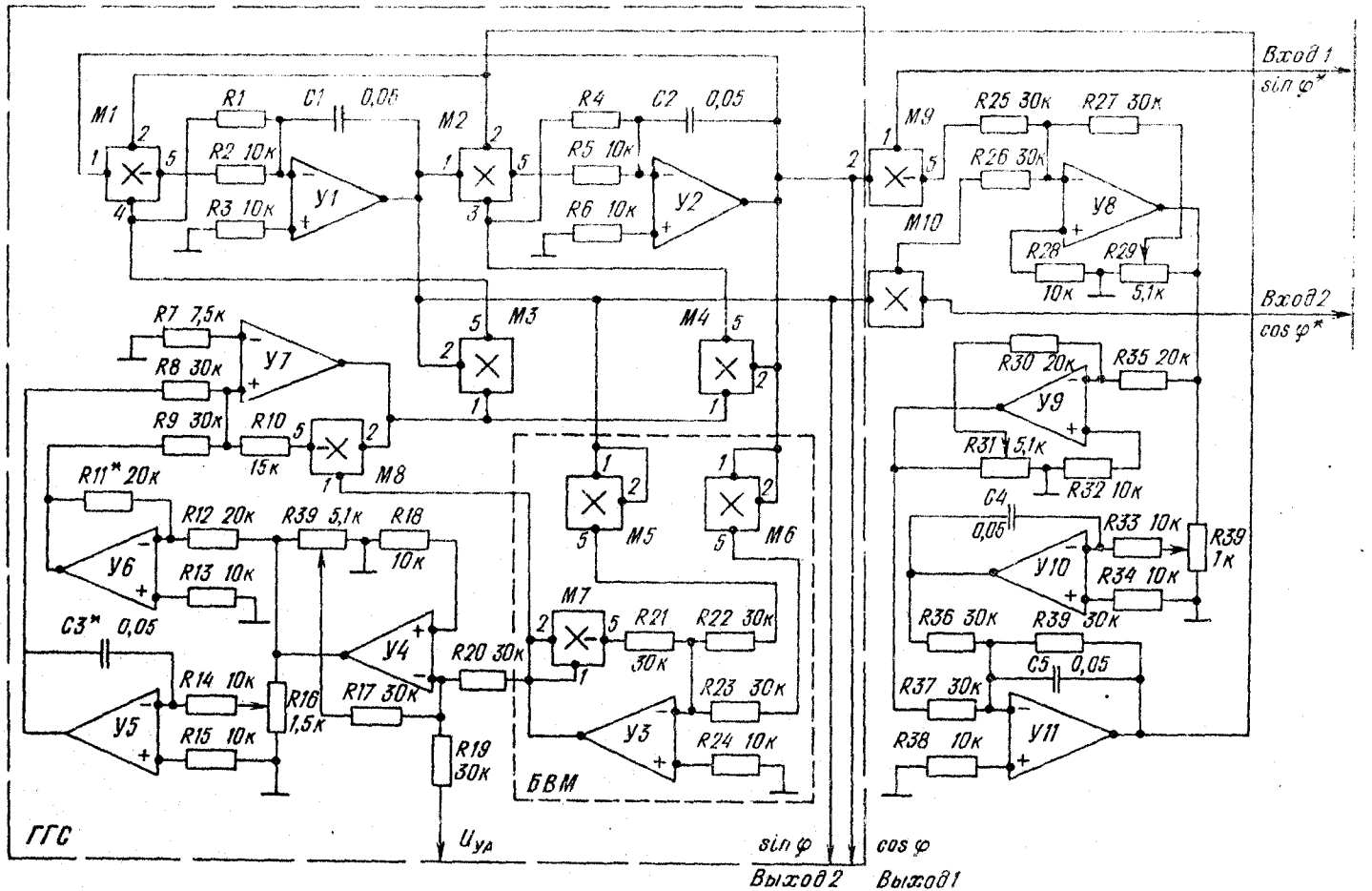


Схема блока тригонометрического анализатора
ГГС – блок генератора гармонических сигналов; БВМ – блок вычисления модуля

из-за наличия в системе хотя и небольших, но существенных фазовых искажений, не учитываемых при анализе.

Пользуясь математическим описанием простейшего генератора, проведем структурный синтез ГГС, отвечающего указанным требованиям.

Повысить качество стабилизации амплитуды можно применением двух стабилизирующих связей, что исключает влияние мгновенной фазы на коэффициент стабилизирующей связи (см. рисунок).

Идеализированная модель такого ГГС (с П-регулятором) описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\frac{d}{dt}x_1 = \omega x_2 + K(\rho_з - \rho)x_1;$$
$$\frac{d}{dt}x_2 = -\omega x_1 + K(\rho_з - \rho)x_2, \qquad (2)$$

где x_1, x_2 – выходные сигналы генератора; ω – задающий сигнал частоты; $\rho_з$ – задающий сигнал амплитуды выходных сигналов генератора; $K(\rho_з - \rho)$ – коэффициенты сигналов стабилизирующих обратных связей; $\rho_з - \rho$ – ошибка по амплитуде; $\rho = (x_1^2 + x_2^2)^{0,5}$.

Решение системы дифференциальных уравнений имеет вид

$$\dot{x}(t) = \rho_з\left(1 + \frac{\rho_з - \rho}{\rho}e^{-K\rho_з t}\right)^{-1} e^{j\int_0^t \omega\tau d\tau} e^{j\varphi_0}.$$

Частота выходной двухфазной системы напряжений строго следует за сигналом задания частоты, а амплитуда колебаний – за сигналом задания амплитуды, и, таким образом, частота и амплитуда управляются независимо друг от друга.

Нормирование с помощью делителя ошибки по амплитуде сигналом, равным амплитуде выходных сигналов, позволяющее исключить влияние абсолютной величины модуля двухфазной системы на динамические свойства контура стабилизации, обеспечивает получение экспоненциального переходного процесса

$$\dot{x}(t) = \left(\rho e^{-Kt} + e^{-Kt}\int_0^t K\rho_з(\tau)e^{K\tau}d\tau\right)e^{j\int_0^t \omega(\tau)d\tau} e^{j\varphi_0}.$$

При этом время сходимости переходного процесса и точность стабилизации амплитуды определяются коэффициентом K.

В реальном генераторе коэффициент K представляет два коэффициента обратных связей K_1 и K_2, причем они в общем случае не равны из-за разброса параметров элементов, реализующих обратные связи. Это приводит к появлению нелинейных возмущений. Если представить коэффициент K_2 в виде $K_1 + \Delta K$, то дифференциальные уравнения примут вид

$$\frac{d}{dt}x_1 = \omega x_2 + K(\rho_з - \rho)x_1;$$
$$\frac{d}{dt}x_2 = -\omega x_1 + K(\rho_з - \rho)x_2 + \Delta K(\rho_з - \rho)x_2.$$

Таким образом, уравнения получились существенно нелинейными. Приближенное решение может быть получено, если предположить, что частота выходных сигналов изменяется не сильно:

$$\dot{x} = \rho e^{j\int_0^t \omega\tau d\tau}.$$

В этом случае решение для амплитуды и частоты имеет вид

$$\frac{d}{dt}\rho = K + \frac{\Delta K}{2}\sin\left(2\int_0^t \omega(\tau)d\tau\right)(\rho_з - \rho);$$

$$\rho(t) = \rho_0 \exp\left\{-\int_0^t\left[K + \frac{\Delta K}{2}\sin\left(2\int_0^\tau \omega(\theta)d\theta\right)\right]d\tau\right\} +$$

$$+ \exp\left\{-\int_0^t\left[K + \frac{\Delta K}{2}\sin\left(2\int_0^\tau \omega(\theta)d\theta\right)\right]d\tau\right\}\int_0^t\left[K + \frac{\Delta K}{2}\sin\left(2\int_0^\tau \omega(\theta)d\theta\right)\right]d\tau \times$$

$$\times \exp\left\{\int_0^\tau\left[K + \frac{\Delta K}{2}\sin\left(2\int_0^\theta \omega(\xi)d\xi\right)\right]d\theta\right\};$$

$$\omega_{вых} = \omega + \frac{\Delta K}{2}(\rho_з - \rho)\left[1 + \cos\left(2\int_0^t \omega(\tau)d\tau\right)\right].$$

Отсюда следует, что, хотя решение и остается устойчивым, появляется периодическая составляющая. Таким образом, разбаланс коэффициентов стабилизирующих обратных связей может привести к биению амплитуды. Это предъявляет жесткие требования к погрешности элементов, используемых для реализации ГГС [1].

Применение в схеме ГГС ПИ-регулятора позволяет обеспечить заданные динамические свойства контура стабилизации [2]. Такой ГГС пригоден для использования в частотных приводах с векторным управлением, имеющих диапазон регулирования частоты вращения, равный 50.

На частотах, измеряемых герцами и ниже, в таком ГГС имеют место значительные искажения формы выходных сигналов. Причина искажений выявляется при анализе системы дифференциальных уравнений, описывающих ГГС. Из уравнений видно, что коэффициент стабилизирующих обратных связей не зависит от частоты колебаний генератора, в то время как сигнал на входе интегрирующего усилителя $\omega x_1 (\omega x_2)$ зависит от частоты. На низких частотах в таком ГГС отношение сигнала ошибки по амплитуде (а также сигнала шумов контура) к основному сигналу на входе интегратора $\Delta\rho/\omega x$ наибольшее, а коэффициент стабилизирующей связи не оптимален.

Синтез схемы генератора, имеющего широкий диапазон рабочих частот, приводит к схеме ГГС, описываемой следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\frac{d}{dt}x_1 = \omega x_2 + K(\rho_з - \rho)x_1\omega;$$

$$\frac{d}{dt}x_2 = -\omega x_1 + K(\rho_з - \rho)x_2\omega. \qquad (3)$$

В таком генераторе сигналы стабилизирующих обратных связей с выходов умножителей М3, М4 попадают не прямо на входы интеграторов У1, У2, а через

умножители М1, М2, чьи коэффициенты передачи зависят от сигнала задания частоты [3]. Практическое отсутствие схемных усложнений и расширенный (до долей герца) частотный диапазон позволяет использовать такой генератор в частотных приводах (нереверсивных) с широким диапазоном рабочих частот.

Недостатком такого ГГС является то, что, как следует из уравнений (3), на частоте, равной нулю, коэффициенты обратных связей равны нулю. Стабилизатор прекращает функционировать, и на выходах генератора устанавливаются произвольные значения выходных сигналов. Это ограничивает возможности применения такого генератора, так как в ряде приводов работа с заданным потокосцеплением при неподвижном роторе двигателя является рабочим режимом.

Синтез генератора, имеющего широкий рабочий диапазон частот, включая частоту, равную нулю, приводит к схеме [4], сочетающей признаки генераторов, описываемых уравнениями (2) и (3), для **идеализированной** модели которой верны уравнения

$$\frac{d}{dt}x_1 = \omega x_2 + K_1(\rho_з - \rho)x_1 + K\omega(\rho_з - \rho)x_1;$$

$$\frac{d}{dt}x_2 = -\omega x_1 + K_1(\rho_з - \rho)x_2 + K\omega(\rho_з - \rho)x_2. \qquad (4)$$

В схеме [4] номиналы резисторов $R1$ и $R4$ подбираются такими, чтобы получить коэффициенты K_1, обеспечивающие стабилизацию амплитуды выходных сигналов на низких частотах, включая нулевую частоту. При $\omega = 0$ обеспечивается стабилизация уровня выходных постоянных сигналов в соответствии с выражением

$$(x_1^2 + x_2^2)^{0,5} = \rho_з \pm \Delta_{доп},$$

а генератор описывается системой уравнений

$$\frac{d}{dt}x_1 = K_1(\rho_з - \rho)x_1;$$

$$\frac{d}{dt}x_2 = K_1(\rho_з - \rho)x_2.$$

В синтезированном генераторе сохраняется недостаток: знак сигнала ошибки зависит от знака сигнала заданной частоты при неизменном знаке сигнала ошибки, и, следовательно, стабилизирующие связи нормально функционируют только при одном знаке сигнала заданной частоты. Кроме того, относительно сложна настройка с помощью сопротивлений R_1, R_4 необходимого коэффициента стабилизирующих связей на низких частотах, так как изменение номиналов этих резисторов приводит к смещению нулевого уровня У1 и У2 (см. рисунок).

Результатом **синтеза** широкодиапазонного высококачественного генератора для реверсивных (по цепям управления) приводов является генератор [5],

описываемый системой дифференциальных уравнений

$$\frac{d}{dt}x_1 = \omega x_2 + K_1(\rho_3 - \rho)x_1 + |\omega| K(\rho_3 - \rho)x_1;$$

$$\frac{d}{dt}x_2 = -\omega x_1 + K_1(\rho_3 - \rho)x_2 + |\omega| K(\rho_3 - \rho)x_2. \qquad (5)$$

Блоки генераторов показали качественную надежную работу в составе частотного привода с векторным управлением макетного образца испытательного стенда.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев В.В. Блоки систем векторного управления частотно-регулируемым приводом на микромодулях. Л., изд. ЛДНТП, 1979.

2. А.с. 642724 (СССР). Управляемый генератор гармонических сигналов / В.В.Алексеев, В.А.Дартау, Ю.П.Павлов, В.В.Рудаков. Б.и., 1979, № 2.

3. А.с. 769563 (СССР). Управляемый генератор гармонических сигналов / В.В.Алексеев, В.А.Дартау, Ю.П. Павлов. Б.и., 1980, № 37.

4. А.с. 911558 (СССР). Управляемый генератор гармонических сигналов / В.В.Алексеев, В.А.Дартау, Ю.П.Павлов. Б.и., 1982, № 9.

5. А.с. 858010 (СССР). Управляемый генератор гармонических сигналов / В.В.Алексеев, В.А.Дартау, Ю.П.Павлов, В.В.Рудаков. Б.и., 1981, № 31.

6. Грэм Дж. Проектирование и применение операционных усилителей. М., Мир, 1974.

7. Элементы системы управления частотным приводом с подчиненным векторным регулированием / В.В.Алексеев, В.А.Дартау, Ю.П.Павлов, В.В.Рудаков - Электротехническая промышленность, серия „Электропривод", 198[illegible], вып.4 (93).