

СХЕМЫ ПОДАВЛЕНИЯ КВАДРАТУРНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ В СИСТЕМАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В. И. Гостев

К и е в

В идеальной системе автоматического регулирования на переменном токе все напряжения имеют нулевой сдвиг несущей частоты по фазе, за исключением тех случаев, когда необходим сдвиг по фазе равный точно 90° , например, для напряжения, питающего обмотку возбуждения двухфазного асинхронного двигателя переменного тока. В практических системах всегда возникает квадратурная составляющая, т. е. нежелательный сдвиг по фазе на 90° напряжения несущей частоты в различных точках системы. Последняя обусловлена в основном следующими факторами: сдвигом несущей по фазе за счет реактивных элементов схем, конструктивным устройством некоторых элементов и узлов системы (сельсины, тахогенераторы и вращающиеся трансформаторы имеют некоторую квадратурную составляющую напряжения), паразитными связями между элементами и наводками в монтаже. В выходном напряжении источников сигнала переменного тока имеются помехи в виде квадратурной составляющей сигнала и высших гармоник несущей частоты, которые понижают коэффициент усиления усилителя и увеличивают статические и динамические погрешности системы. При использовании в качестве исполнительного элемента двухфазного асинхронного двигателя переменного тока воздействие квадратурной составляющей и нечетных гармоник непосредственно на двигатель может вызвать статическое смещение нуля системы [1, 2].

Поэтому в системах автоматического регулирования на переменном токе часто применяются специальные схемы для устранения помех в виде квадратурной составляющей и высших гармоник. Ниже описываются эффективные схемы подавления квадратурной составляющей, разработанные на базе четырехполосника с прерывателем (рис. 1). Подробное описание работы и анализ четырехполосника приведены в [3]. На вход последнего поступает амплитудно-модулированное напряжение (например, сигнал рассогласования системы)

$$u_{вх}(t) = F(t) \sin(\omega_n t + \theta),$$

где $F(t)$ — огибающая, ω_n — несущая частота; θ — фаза входной несущей относительно моментов замыкания контактов 1, 2 прерывателя П, или, что одно и то же, разность фаз между входной несущей и несущей питающего обмотку возбуждения прерывателя напряжения. Напряжение, питающее обмотку возбуждения прерывателя $u_n = U_n \sin \omega_n t$. Контакты

1, 2 замыкаются ровно на полпериода несущей частоты, затем происходит их размыкание и замыкание контактов 2, 3 ровно на следующие полпериода. При поступлении на вход четырехполюсника скачка напряжения несущей частоты

$$u_{вх}(\bar{t}) = E_0 \sin(2\pi\bar{t} + \theta), \text{ при } \bar{t} > 0, \quad (1)$$

(процессы в четырехполюснике удобно рассматривать в относительном времени $\bar{t} = \frac{t}{T} = n + \epsilon$, где $T = \frac{2\pi}{\omega_n}$, $n = 0, 1, 2 \dots$, $0 \leq \epsilon \leq 1$), и достаточно большом сопротивлении R_2 (теоретически при $R_2 = \infty$), выходное напряжение четырехполюсника определяется

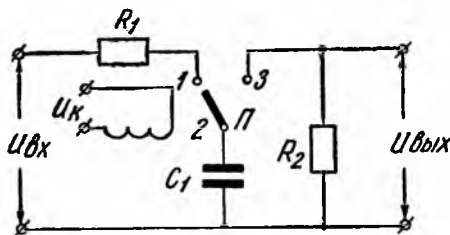


Рис. 1. Четырехполюсник с прерывателем.

$$u_{вых}(\bar{t}) = u_{вых}[n, \epsilon] = E_0 K_0 \times \frac{1 - l^{0,5q_1(n+1)}}{1 - l^{0,5q_1}}, \quad (2)$$

при $0,5 \leq \epsilon \leq 1$ и $n = 0, 1, 2 \dots$ где

$$q_1 = -\frac{T}{R_1 C_1}; \quad (3)$$

$$K_0 = -\frac{q_1}{q_1^2 + 4\pi^2} (2\pi \cos \theta + q_1 \sin \theta) (1 + l^{0,5q_1}). \quad (4)$$

Напряжение на выходе четырехполюсника представляет собой прямоугольные импульсы в интервалах времени $0,5 \leq \epsilon \leq 1$, $n = 0, 1, 2 \dots$ и зависит от параметра $q_1 = -\frac{T}{R_1 C_1} = -\frac{2\pi}{\omega_n R_1 C_1}$ и фазового угла θ .

Нетрудно определить значения фазовых углов θ_1 и θ_2 , при которых четырехполюсник имеет максимальную и нулевую чувствительность. Значение θ_1 , при котором четырехполюсник имеет максимальную чувствительность, т. е. наибольшую величину напряжения выходных импульсов, можно найти, продифференцировав правую часть выражения (4) и приравняв нулю результат при $\theta = \theta_1$. В результате получим

$$\theta_1 = \arctg\left(-\frac{1}{\omega_n R_1 C_1}\right). \quad (5)$$

Величину K_0 при $\theta = \theta_1$ обозначим K_{θ_1} . Очевидно, K_{θ_1} — максимальная величина коэффициента K_0 .

Значение θ_2 , при котором четырехполюсник имеет нулевую чувствительность, т. е. нулевую амплитуду выходных импульсов напряжения, можно найти, приравняв нулю правую часть выражения (4) при $\theta = \theta_2$. В результате получим

$$\theta_2 = \arctg(\omega_n R_1 C_1). \quad (6)$$

Величину K_0 при θ_2 обозначим K_{θ_2} . Очевидно, $K_{\theta_2} = 0$. Сравнивая (5) и (6), можно заключить, что, во-первых, $\theta_2 = 90^\circ - \theta_1$ и, во-вторых, четырехполюсник (рис. 1), пропуская составляющую входного напряжения с несущей $\sin(\omega_n t + \theta_1)$, полностью подавляет составляющую с несущей $\sin(\omega_n t + \theta_2) = \cos(\omega_n t + \theta_1)$.

При включении четырехполюсника в прямую цепь системы автоматического регулирования на переменном токе, где имеется сигнал

$$u_{вх}(\bar{t}) = E_0 \sin(2\pi\bar{t} + \theta) = a \sin(2\pi\bar{t} + \theta_1) + b \cos(2\pi\bar{t} + \theta_1),$$

в котором $a \sin(\omega_n t + \theta_1)$ — прямая, а $b \cos(\omega_n t + \theta_1)$ — квадратурная составляющая, четырехполосник будет подавлять последнюю, и напряжение на его выходе в установившемся режиме

$$u_{\text{вых уст.}}[n, \varepsilon] = \frac{aK_{\theta_1}}{1 - \rho^{0,5q_1}} \quad (7)$$

при $0,5 \leq \varepsilon \leq 1$ и $n = 0, 1, 2 \dots$

Напряжение на выходе четырехполосника, определяемое выражением (7) и представляющее собой прямоугольные импульсы в интервалах $0,5 \leq \varepsilon \leq 1$, $n = 0, 1, 2 \dots$, может быть разложено в ряд Фурье, причем основная гармоника (на несущей, равной несущей обмотки возбуждения прерывателя $\sin \omega_n t$) будет равна

$$u_{\text{вых}}(t) = G \sin \omega_n t, \quad (8)$$

где

$$G = 2 \int_{0,5}^1 \frac{aK_{\theta_1}}{1 - \rho^{0,5q_1}} \sin 2\pi \varepsilon d\varepsilon = -\frac{2}{\pi} \frac{aK_{\theta_1}}{1 - \rho^{0,5q_1}}. \quad (9)$$

Знак минус показывает, что четырехполосник изменяет фазу несущей прямой составляющей на 180° ; это нужно учитывать в практических схемах.

Выражение $\frac{2}{\pi} \frac{K_{\theta_1}}{1 - \rho^{0,5q_1}}$ определяет коэффициент передачи четырехполосника для прямой составляющей. Когда $|q_1| \leq 0,1$ и можно с достаточной степенью точности положить $q_1^2 + 4\pi^2 \approx 4\pi^2$ и $q_1 \operatorname{cth}\left(-\frac{q_1}{4}\right) \approx -4$, коэффициент передачи равен

$$K \cong \frac{4}{\pi^2} \cong 0,405. \quad (10)$$

Если на выходе системы имеется двухфазный асинхронный двигатель, обмотка возбуждения которого питается напряжением $u'_k(t) = U_k^1 \cos \omega_n t$ (напряжение $u'_k(t)$ может быть получено из напряжения $u_k(t)$, питающего обмотку возбуждения прерывателя путем сдвига фазы последнего с помощью одного или двух конденсаторов на 90°), то крутящий момент двигателя будет пропорционален величине G , а значит, и амплитуде a прямой составляющей с несущей $\sin(\omega_n t + \theta_1)$ напряжения на входе четырехполосника.

Следует иметь в виду, что обычно несущая $\sin(\omega_n t + \theta_1)$ является несущей основного источника переменного тока, питающего систему, поэтому начальную фазу θ_1 принимают за нулевую, т. е. несущую прямой составляющей принимают за $\sin \omega_n t$, квадратурной — за $\cos \omega_n t$ и для подавления квадратуры питают обмотку возбуждения прерывателя несущей $\sin(\omega_n t - \theta_1)$, а обмотку возбуждения двигателя соответственно несущей $\cos(\omega_n t - \theta_1)$.

Необходимо также отметить, что четырехполосник (рис. 1) вносит запаздывание сигнала (огibaющей несущей частоты) — его эквивалентная (для огibaющей) постоянная времени T_1 равна $2R_1C_1$.

В том случае, когда $|q_1| \leq 0,1$, обмотку возбуждения прерывателя можно питать непосредственно напряжением с несущей прямой (синфазной) составляющей, ибо в этом случае

$$|\theta_1| = \arctg \left| -\frac{1}{\omega_n R_1 C_1} \right| = \arctg \left| \frac{q_1}{2\pi} \right| < 55'.$$

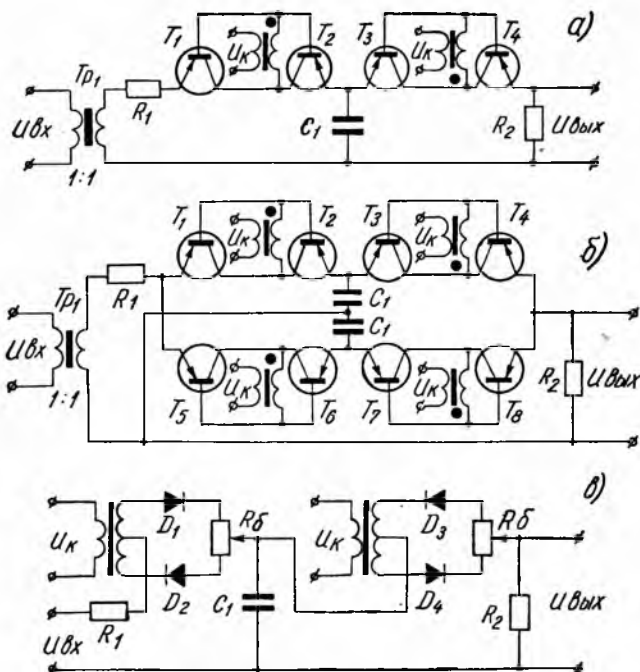


Рис. 2. Схемы подавления квадратурного напряжения.

Однако следует учитывать, что питание обмотки возбуждения прерывателя напряжением с несущей прямой составляющей приводит к появлению квадратурного напряжения на выходе четырехполюсника (рис. 1). Действительно, в этом случае основная гармоника выходного напряжения имеет и прямую и квадратурную составляющие

$$G_{\text{пр}} = 2 \int_{0,5}^1 \frac{aK_{\theta_1}}{1 - e^{0,5q_1}} \sin(2\pi\epsilon + \theta_1) d\epsilon = -\frac{2}{\pi} \frac{aK_{\theta_1} \cos \theta_1}{1 - e^{0,5q_1}}; \quad (11)$$

$$G_{\text{квадр}} = 2 \int_{0,5}^1 \frac{aK_{\theta_1}}{1 - e^{0,5q_1}} \cos(2\pi\epsilon + \theta_1) d\epsilon = \frac{2}{\pi} \frac{aK_{\theta_1} \sin \theta_1}{1 - e^{0,5q_1}}, \quad (12)$$

а коэффициент подавления квадратуры при $\theta_1 \leq 55'$

$$K_{\text{п.к}} = \left| \frac{G_{\text{пр}}}{G_{\text{квадр}}} \right| = \text{ctg } \theta_1 \geq 62,5.$$

Стремление увеличить $K_{\text{п.к}}$ путем уменьшения q_1 приводит к возрастанию постоянной времени схемы и может вредно сказаться на динамике системы автоматического регулирования. Поэтому обмотку возбуждения

прерывателя лучше всего питать несущей $\sin(\omega_n t - \theta_1)$, когда прямая и квадратурная составляющие в системе имеют несущие соответственно $\sin \omega_n t$ и $\cos \omega_n t$. При этом теоретически $K_{п.к} = \infty$ и не зависит от q_1 .

Практические схемы подавления квадратурной составляющей показаны на рис. 2. Схемы рис. 2, а и 2, в соответствуют схеме рис. 1. Прерыватель (рис. 2, а) собран на двух компенсированных транзисторных ключах с последовательно и встречно включенными транзисторами типа П16. Транзисторы коммутируются напряжением, амплитуда кото-

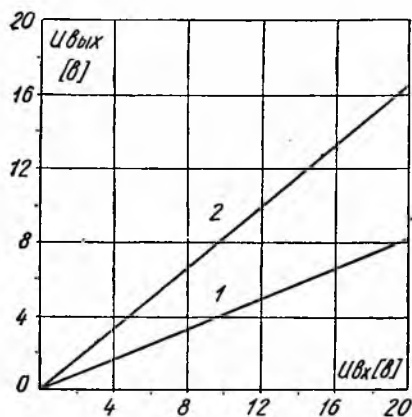


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения прямой составляющей однополупериодной схемы рис. 2, а (1) и двухполупериодной схемы рис. 2, б (2) от входного напряжения (прямой составляющей).

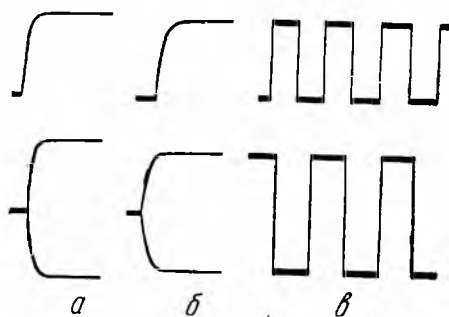


Рис. 4. Оциллограммы выходного напряжения схемы рис. 2, а (верхние) и схемы рис. 2, б (нижние) при скачке входного напряжения несущей частоты $f_n = 1000$ гц:

а — $R_1 = 500$ ом; б — $R_1 = 1$ ком; в — установившееся значение.

рого 0,9 в. Схема рис. 2, б является двухполупериодным вариантом схемы рис. 2, а. В один полупериод коммутирующего напряжения открыты ключи на транзисторах Т1, Т2 и Т7, Т8; ключи на транзисторах Т3, Т4 и Т5, Т6 — закрыты, в следующий полупериод — наоборот. В схеме рис. 2, в прерыватель собран на двух диодных ключах (диоды Д 7Ж) и коммутируется напряжением амплитудой 40 в. Балансные сопротивления R_6 состоят из трех сопротивлений каждое (два по 470 ом, постоянные, и среднее 100 ом, переменное). Схемы испытаны на частоте несущей 1000 гц и работают на нагрузку $R_2 \geq 100$ ком (вход усилителя переменного тока). Конденсаторы C_1 по 10 мкф. Схемы имеют постоянную времени запаздывания $T_1 = 0,02$ сек при $R_1 = 1$ ком и $T_1 = 0,01$ сек при $R_1 = 0,5$ ком. Входное сопротивление схемы рис. 2, а равно 2,65 ком, схемы рис. 2, б — 4 ком. Из-за неидеальности прерывателей коэффициент подавления квадратуры $K_{п.к}$ (определяемый как отношение амплитуды синфазной составляющей сигнала на выходе схемы к амплитуде выходной квадратурной составляющей) не равен бесконечности, хотя и достаточно большой: для однополупериодной схемы рис. 2, а $K_{п.к} = 135$, а для двухполупериодной схемы рис. 2, б $K_{п.к} = 435$ (при изменении амплитуды входного сигнала $K_{п.к}$ изменяется незначительно). Остаточные напряжения для схем рис. 2, а и 2, б не превышают соответственно 5 и 6,5 мв. На схеме рис. 2, в $K_{п.к} = 30$; поэтому схема

может быть рекомендована для систем с небольшой квадратурной составляющей.

Зависимость выходного напряжения (синфазной составляющей) от входного напряжения для схем рис. 1, а и 1, б показана на рис. 3. Как видно, схемы обладают хорошей линейностью, и коэффициенты передачи схем весьма близки к расчетным (расчетный коэффициент для однополупериодной схемы $K = 0,405$, для двухполупериодной — $0,81$).

На рис. 4 показана реакция схем на скачок входного напряжения несущей частоты и установившееся напряжение на выходе. Выходная несущая имеет прямоугольную форму.

Испытания схем в системе переменного тока показали, что они являются отличными подавителями квадратурного напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Бесекерский, В. П. Орлов, Л. В. Полонская, С. М. Федоров. Проектирование следящих систем малой мощности. Судпромгиз, 1958.
 2. Справочная книга по технике автоматического регулирования. Под ред. ДЖ. Траксела. Госэнергоиздат, 1962.
 3. В. И. Гостев. Корректирующие четырехполюсники с прерывателями. Изд-во «Техника», К., 1965.
-