

АНАЛИЗ РАБОТЫ ОДНОПОЛУПЕРИОДНОГО ПОДАВИТЕЛЯ КВАДРАТУРНОЙ И ГАРМОНИЧЕСКИХ ПОМЕХ С ОДНОЗВЕННЫМ Г-ОБРАЗНЫМ RC ФИЛЬТРОМ

Ф. И. Черногор

Киев

В технике автоматического регулирования и управления широко применяются следящие системы переменного тока, возрастающие требования к повышению точности которых приводят к применению усилителей с большим коэффициентом усиления, чувствительных к различного рода помехам (квадратурной, гармоническим и т. д.). Помехи способствуют увеличению статистических и динамических погрешностей системы и могут вызвать смещение нулевого положения системы.

Для подавления квадратурной и гармонических помех в мало-мощных следящих системах переменного тока наибольшее распространение получили однополупериодные и двухполупериодные подавители типа «демодулятор — фильтр — модулятор» и различного рода фильтры [2, 4].

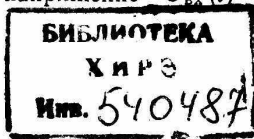
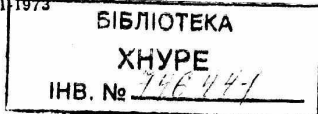
Авторы ряда работ рассматривают работу подавителей такого типа поэлементно (демодулятор, фильтр, модулятор). В работе [4] рассматривается работа подавителя с простейшим RC фильтром в целом. Однако в ней получены лишь некоторые приближенные соотношения относительных коэффициентов прямых и квадратурных гармонических помех.

Настоящая работа посвящена точному анализу однополупериодных подавителей с однозвенным Г-образным RC фильтром.

Анализ работы подавителя помех

Рассмотрим однополупериодную схему подавителя квадратурной и гармонических помех (рис. 1), на вход которой поступает амплитудно-модулированное напряжение $U_{вх}(t) = F(t) \sin h\omega_n t$.

2 1973



17

Огибающая $F(t)$ входного сигнала является медленно меняющейся функцией. Коммутирующее напряжение $U(k) = U(k) \sin \omega_n t$. Относительное время $\bar{t} = \frac{t}{T} = n + \varepsilon$, где $n = 0, 1, 2 \dots$ и $0 \leq \varepsilon \leq 1$. В промежутках времени $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ ключи Π_1 и Π_2 замкнуты, а в промежутках времени $\gamma \leq \varepsilon \leq 1$ — разомкнуты.

Обозначим выходное напряжение подавителя $U_{\text{вых}}(\bar{t}) = z(\bar{t})$ и входное $U_{\text{вх}}(\bar{t}) = F(\bar{t}) \sin h 2\pi \bar{t}$. В схеме при $R_H = \infty$ процессы описываются уравнениями

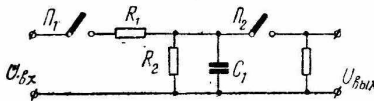


Рис. 1. Схема устройства «демодулятор-однозвенный Г-образный RC фильтр-модулятор».

$$\frac{dz(\bar{t})}{d\bar{t}} - q_1 z(\bar{t}) = -k q_1 U_{\text{вх}}(\bar{t}) \quad (n \leq \bar{t} < n + \gamma); \quad (1)$$

$$\frac{dz(\bar{t})}{d\bar{t}} - q_1 z(\bar{t}) = 0;$$

$$(n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1), \quad (2)$$

где q_1 и k — параметры цепи при замкнутых ключах Π_1 и Π_2 ;

$$q_1 = -\beta_3 = -T(R_1 + R_2)/R_1 R_2 C; \quad k = R_2/(R_1 + R_2);$$

q'_1 — параметр цепи при разомкнутых ключах Π_1 и Π_2 ;

$$q'_1 = -\beta_p = -\frac{T}{R_2 C}.$$

При $R_2 \gg R_1$ получаем $\beta_3 = T/R_1 C$;

$$\beta_p = T/R_2 C; \quad k = 1.$$

Выходное напряжение подавителя в интервалах времени $n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1$ равно нулю.

В работе [3] даны математические выражения для выходной величины подавителя при поступлении на его вход синусоидального возбуждения на несущей частоте $F(t) \sin \omega_n t$.

Пользуясь изложенным в работе [3] методом, найдем выходные напряжения при поступлении на вход подавителя сигналов $F(t) \sin h \omega_n t$ и $F(t) \cos h \omega_n t$, где $h = 1, 2, 3$ и т. д.

С подачей на вход подавителя напряжения $U_{\text{вх}}(t) = F(t) \times \times \sin h \omega_n t$ выражение для выходного сигнала на выходе подавителя имеет вид

$$z(n, \varepsilon) = -\frac{k q_1}{q_1^2 + (2\pi h)^2} \left\{ (-q_1 \sin h 2\pi \varepsilon - h 2\pi \cosh 2\pi \varepsilon) + + h 2\pi \left[\frac{e^{q_1 \varepsilon}}{(1 - e^{q_1 \varepsilon})} (1 - e^{q_1 \varepsilon (n+1)}) + e^{\frac{q'_1}{2} \varepsilon} (1 - e^{q_1 \varepsilon n}) \right] \right\} \quad (3)$$

$$(0 \leq \varepsilon \leq \gamma); [n, \varepsilon] = 0 \quad (\gamma \leq \varepsilon \leq 1),$$

где

$$q_1 \varepsilon n = q_1 \gamma + q'_1 (1 - \gamma).$$

В установившемся процессе

$$z_y [n, \varepsilon] = z [\infty, \varepsilon] = -\frac{kq_1}{q_1^2 + (2\pi h)^2} \left[-q_1 \sin h2\pi\varepsilon - \right. \\ \left. - h2\pi \cos h2\pi\varepsilon + h2\pi \frac{e^{q_1\varepsilon}}{(1 - e^{q_1\text{cp}})} \left(1 + e^{\frac{q_1'}{2}} \right) \right] \quad (4) \\ (0 \leq \varepsilon \leq \gamma); z [n, \varepsilon] = 0 \quad (\gamma \leq \varepsilon \leq 1).$$

При подаче на вход подавителя напряжения $U_{\text{вх}}(t) = F(t) \times \times \cos h\omega_n t$ выражение для выходного сигнала имеет вид

$$z(n, \varepsilon) = -\frac{kq_1}{q_1^2 + (2\pi h)^2} \left\{ (-q_1 \cos h2\pi\varepsilon + h2\pi \sin h2\pi\varepsilon) + \right. \\ \left. + q_1 \left[\frac{e^{q_1\varepsilon}}{(1 - e^{q_1\text{cp}})} (1 - e^{q_1\text{cp}(n+1)}) + e^{\frac{q_1'}{2}} (1 - e^{q_1\text{cp}n}) \right] \right\} \quad (5) \\ (0 \leq \varepsilon \leq \gamma); z [n, \varepsilon] = 0 \quad (\gamma \leq \varepsilon \leq 1),$$

где $q_{1\text{cp}} = q_1\gamma + q_1'(1 - \gamma)$.

При установившемся процессе

$$z_y [n, \varepsilon] = z [\infty, \varepsilon] = -\frac{kq_1}{q_1^2 + (2\pi h)^2} \left[-q_1 \cos h2\pi\varepsilon + h2\pi \sin h2\pi\varepsilon + \right. \\ \left. + q_1 \frac{e^{q_1\varepsilon}}{(1 - e^{q_1\text{cp}})} \left(1 + e^{\frac{q_1'}{2}} \right) \right] \quad (0 \leq \varepsilon \leq \gamma); z [n, \varepsilon] = 0 \quad (\gamma \leq \varepsilon \leq 1). \quad (6)$$

По формулам (3), (5) определяем значения выходных напряжений однополупериодного подавителя квадратурной и гармонических помех (рис. 1) при подаче на его вход напряжений $F(t) \sin h\omega_n t$, $F(t) \cos h\omega_n t$ и длительности замыкания ключей $\gamma T = 0,5T$.

Выходные напряжения подавителя состоят из переходных составляющих, определяющих переходные процессы, и установившихся (вынужденных) составляющих, определяемых формулами (4) и (6).

Разложив выражения (4) и (6) в ряд Фурье и выделив первые и высшие гармоники синусоидальных и косинусоидальных напряжений, получим передаточные коэффициенты (табл. 1), определяющие связь между гармониками синусоидального, косинусоидального возбуждений и выходного сигнала, однополупериодного подавителя квадратурной и гармонических помех.

Для двухполупериодного подавителя значения коэффициентов передачи сигналов удваиваются.

Матрица коэффициентов передачи на основной гармонике и высших гармонических составляющих при синусоидальном и косинусоидальном возбуждениях однополупериодной схемы подавителя квадратурной и гармонических помех с однозвенным Г-образным RC фильтром

Несущие возбуждения на входе схемы	Гармоники реакции на выходе схемы	
	$\sin m\omega_H t$ ($m = 1, 2, 3, \dots$)	$\cos m\omega_H t$ ($m = 1, 2, 3, \dots$)
$\sin h\omega_H t$ ($h = 1, 2, 3, \dots$)	$C_{np} h, m = \frac{(1-\alpha)\beta}{[\beta^2 + (2\pi h)^2]} \times$ $\times \left[\frac{8mh\pi^2 (1 + e^{-0,5\alpha\beta})}{[\beta^2 + (2\pi m)^2]} \times \right.$ $\left. \times \frac{[1 - (-1)^m e^{-0,5\beta}]}{[1 - e^{-0,5\beta(1+\alpha)}]} + \frac{\beta}{2} \delta_{hm} \right]$	$C_{кв} h, m = \frac{\beta h \pi (1-\alpha)}{[\beta^2 + (2\pi h)^2]} \times$ $\times \left[\frac{4\beta (1 + e^{-0,5\alpha\beta})}{[\beta^2 + (2\pi m)^2]} \times \right.$ $\left. \times \frac{[1 - (-1)^m e^{-0,5\beta}]}{[1 - e^{-0,5\beta(1+\alpha)}]} - \delta_{hm} \right]$
$\cos h\omega_H t$ ($h = 1, 2, 3, \dots$)	$C'_{np} h, m = -\frac{\beta \pi (1-\alpha)}{[\beta^2 + (2\pi h)^2]} \times$ $\times \left[\frac{4\beta m (1 + e^{-0,5\alpha\beta})}{[\beta^2 + (2\pi m)^2]} \times \right.$ $\left. \times \frac{[1 - (-1)^m e^{-0,5\beta}]}{[1 - e^{-0,5\beta(1+\alpha)}]} - h \delta_{hm} \right]$	$C'_{кв} h, m = -\frac{\beta^2 (1-\alpha)}{[\beta^2 + (2\pi h)^2]} \times$ $\times \left[\frac{2\beta (1-\alpha) (1 + e^{-0,5\alpha\beta})}{[\beta^2 + (2\pi m)^2]} \times \right.$ $\left. \times \frac{[1 - (-1)^m e^{-0,5\beta}]}{[1 - e^{-0,5\beta(1+\alpha)}]} - \frac{1}{2} \delta_{hm} \right]$

В табл. 1 приведены следующие обозначения:

h — номер гармоники несущего возбуждения;

m — номер гармоники реакции;

δ_{hm} — символ Кронекера, $\delta_{hm} = 1$ при $h = m$ и $\delta_{hm} = 0$ при $h \neq m$;

$\beta = -q_1$ — параметр цепи при замкнутых ключах;

$\alpha\beta = -q'_1$ — параметр цепи при разомкнутых ключах;

$$\alpha = \frac{q'_1}{q_1}; k = 1 - \alpha.$$

Значения коэффициентов передачи для высших гармоник, несущих возбуждения на входе демодулятора, приведены на рис. 2, 3, 4, 5 (расчеты выполнены на ЭВМ «Мир»).

ВЫВОДЫ

1. При $0,001 \leq \beta < 0,1$ и $\alpha = 0,01$ коэффициенты передачи для входных нечетных гармоник не зависят от β и имеют постоянные значения ($C_{np,11} = 0,39$; $C_{np,33} = 0,044$), а для входных четных гармоник практически равны нулю ($C_{np,22} = 0,0025$).

Подавитель не генерирует собственных квадратурных составляющих и полностью подавляет входные квадратурные гармоники. Однако при наличии входных нечетных несущих генерирует собственные нечетные гармоники с постоянными коэффициентами передачи ($C_{np,21} = 0,19$; $C_{np,13} = C_{np,31} = 0,13$; $C_{np,33} = 0,066$) и незначительные четные гармоники.

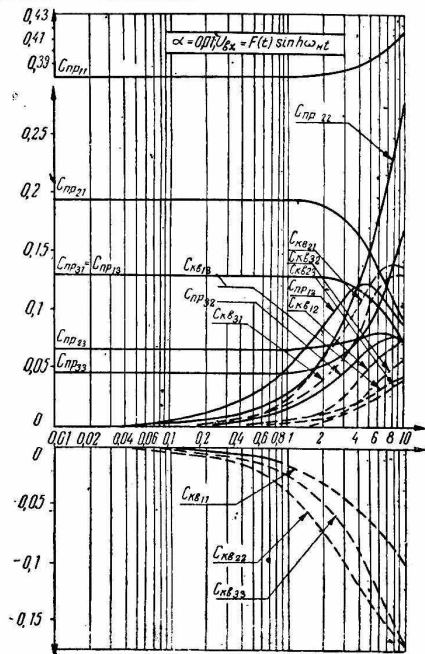


Рис. 2. Кривые зависимостей значений коэффициентов передачи для гармонических составляющих схемы «демодулятор—однозвенный Г-образный RC фильтр-модулятор» от параметра β при $\alpha = 0,1$ и $u_{вх} = \sin h\omega_H t$.

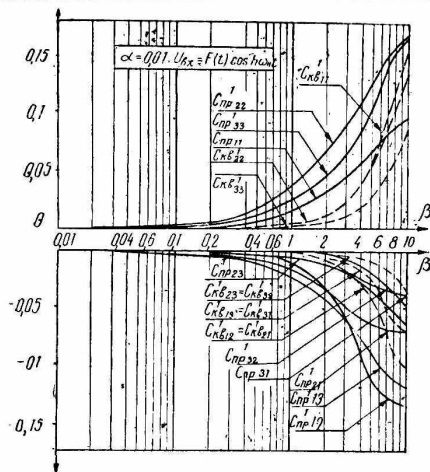


Рис. 3. Кривые зависимостей значений коэффициентов передачи для гармонических составляющих схемы «демодулятор—однозвенный Г-образный RC фильтр-модулятор» от параметра β при $\alpha = 0,01$ и $u_{вх} = \cos h\omega_H t$.

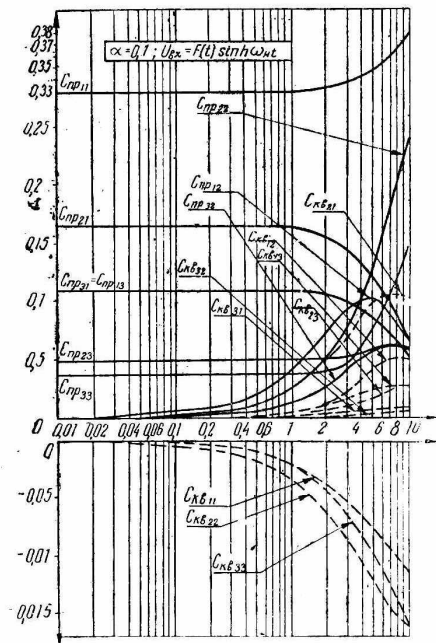


Рис. 4. Кривые зависимостей значений коэффициентов передачи для гармонических составляющих схемы «демодулятор—однозвенный Г-образный RC фильтр-модулятор» от параметра β при $\alpha = 0,01$ и $u_{вх} = \sin h \omega_n t$.

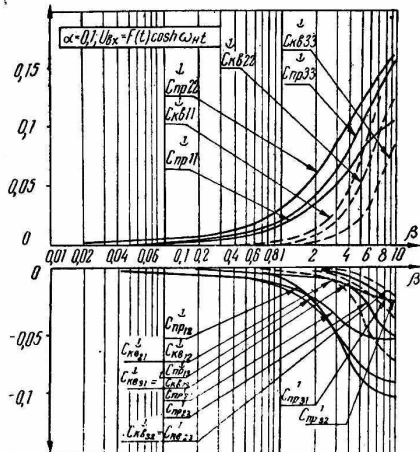


Рис. 5. Кривые зависимости значений коэффициентов передачи для гармонических составляющих схемы «демодулятор—однозвенный Г-образный RC фильтр-модулятор» от параметра β при $\alpha = 0,1$ и $u_{вх} = \cos h \omega_n t$.

2. При $0,1 \leq \beta < 0,5$ подавитель значительно подавляет все входные четные гармоники. Коэффициенты передачи для входных нечетных гармоник и генерируемые подавителем собственные нечетные гармоники не зависят от β и имеют постоянные значения, равные значениям при $0,001 \leq \beta < 0,1$. Подавитель генерирует незначительные собственные квадратурные составляющие и значительно подавляет все входные квадратурные гармоники. При высоком быстродействии диапазон значений β от 0,1 до 0,5 является наилучшим для практического использования.

3. Диапазон значений β от 0,5 до 1, очевидно, является переходным.

Коэффициенты передачи для входных нечетных гармоник и генерируемые подавителем собственные нечетные гармоники в этом диапазоне также не зависят от β и имеют постоянные значения, равные значениям при $0,001 \leq \beta < 0,5$.

Наряду с увеличением быстродействия при росте β начинают возрастать собственные прямые и квадратурные гармоники, генерируемые подавителем, а также ухудшается подавление входных квадратурных помех и входных четных гармоник. Очевидно, подавитель может быть использован в этом диапазоне с учетом гармонических и квадратурных помех.

4. Диапазон значений β от 1 до 10 является нерабочим, ибо здесь происходит значительный рост генерируемых схемой прямых и квадратурных гармонических составляющих и значительно уменьшается подавление схемой входных квадратурных сигналов.

5. В диапазоне значений α от 0,01 до 0,1 коэффициенты передачи для входных нечетных гармоник и генерируемые схемой прямые и квадратурные гармоники с ростом β изменяются незначительно.

Полученные результаты позволяют выбирать значения параметров подавителя для любой частоты источника питания с учетом квадратурных и гармонических помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. И. Баранчук, Е. Д. Коварская. Теория и проектирование следящих систем переменного тока. Изд-во «Энергия», 1966.

2. К. И. Куракин. Следящие системы малой мощности. Изд-во «Машиностроение», 1965.

3. В. И. Гостев. Корректирующие четырехполюсники с прерывателями. Изд-во «Техника», Киев, 1965.

4. В. А. Веселов, А. К. Азов, В. Н. Щербак ова. Транзисторные подавители квадратурной помехи в следящих системах переменного тока. ЛДНТП, Л., 1965.