разработки современного измерительного технического комплекса для вагона-лаборатории связи.

Список литературы

1. Правила эксплуатации поездной радиосвязи ЦШ 4784 -М.: Транспорт, 1990.

2. Устройства поездной радиосвязи. Технологический процесс обслуживания и ремонта. РМ 32ЦШ 09.09-82. -М.: Транспорт 1984.

3. Правила организации и расчета сетей поездной радиосвязи ЦШ 4818-М.: Транспорт, 1991.

4. Зражевский Г.Н., Вованов Ю.В.,Елизаренко А.В., Танцюра А.А., Тропкин С.И. Поездная и станционная радиосвязь, М.: «Транспорт» 1978 - 344с

5. Левин Б.Р. Теория надежности радиотехнических систем. М.: Сов. Радио, 1978, 264 с.

6. Макаров М.И., А.В. Жадан А.В., А.А.Зори А.А. Надежность электронных устройств автоматики, информационных и компьютерных систем: Учебное пособие. – Донецк:ДГТУ,1996. – 248с.

6. Гаскаров О.Б., ГолинкевичТ.А., Мозгалевский А.В. Прогнозирование технического состояния и надежности радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Сов. Радио, 1974. – 224 с.

8. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / пер. с польского И.Д. Рудинского. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 344с

9. Минаев Ю.Н., Филимонова О.Ю., Бенамеур Л. Методы и алгоритмы идентификации и прогнозирования в условиях неопределенности в нейросетевом логическом базисе. М.: Горячая линия – Телеком, 2003

УДК. 656.259.12

Разгонов А.П., д. т. м., проф., (ДИИТ)
Разгонов С.А., аспирант, (ДИИТ)
Дунаев Д.В., ассистент, (ДИИТ)

ИСТОЧНИК СТАБИЛИЗИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ РЕЛЬСОВЫХ ЦЕПЕЙ

На сети дорог стран СНГ всё более широкое применение находят тональные рельсовые цепи (ТРЦ). Опыт эксплуатации подтверждает их преимущества перед низкочастотными цепями. Наряду с этим, некоторые характеристики ТРЦ требуют улучшения. В частности, необходимо повышать помехозащищенность полупроводниковых узлов от воздействия мощных импульсных помех, создаваемых грозовыми разрядами, системой тягового электроснабжения и др.; в первую очередь со стороны источника питания ТРЦ; повышать коэффициент возврата путевых приёмников путем применения для их питания источников стабилизированного напряжения.

Рассматриваемый в докладе стабилизатор устраняет ранее приведённые недостатки ТРЦ, как и РЦ других типов [1]. Стабилизатор разработан на базе широко применяемого преобразователя частоты ПЧ 50/25 [2] с использованием его комплектующих изделий и представляет собой существенно нелинейное устройство. Технические показатели устройства позволяют эффективно использовать его в системах питания железнодорожной и промышленной автоматики.

Стабилизатор содержит два магнитопровода (1 и 2) и размещённые на них входные обмотки $W1$, $W2$ и выходные обмотки $W3$, $W\kappa$ (рисунок 1), причём обмотки $W1$, $W2$ охватывают оба магнитопровода, а их включение последовательное с обмоткой $W10$ образует витки намагничивания левого магнитопровода ($W1 = W2 - W10$). Обмотка $W\kappa$ закорочена конденсатором С и подключена нагрузка R (рисунок 1). В принципиальной схеме на рисунке 1 для удобства расчётов обмотки $W1$, $W2$ размещены отдельно на магнитопроводах, что не нарушает принципа рассмотрения физических процессов.

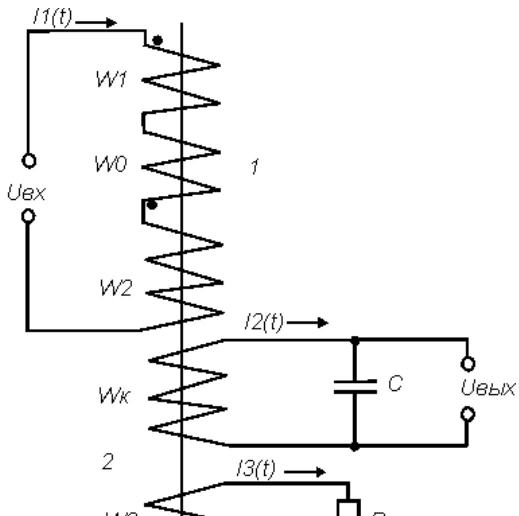

Рисунок 1 - Схема включения обмоток стабилизатора ФС - РЦ

Отличие стабилизатора ФС – РЦ от преобразователя частоты ПЧ 50/25, несмотря на близкое сходство электромагнитных процессов, заключается в физике передачи в системе "вход-выход". В преобразователе в основе лежит явление параметрического резонанса, а в стабилизаторе - энергия на выход передаётся, главным образом, за счёт явления феррорезонанса. Кроме того, во входной цепи стабилизатора отсутствует постоянная составляющая, приводящая к нежелательному намагничиванию основных трансформаторов питающей сети.

Уравнение стабилизатора имеет вид:

$$W1 \cdot \frac{d\Phi 1}{dt} + W2 \cdot \frac{d\Phi 2}{dt} = Um \sin \omega t\,, \tag{1}$$

$$W\kappa \cdot \frac{d\Phi 2}{dt} + \frac{1}{C} \cdot \int ik dt = 0\,, \tag{2}$$

$$W3 \cdot \frac{d\Phi 2}{dt} + i3 \cdot R = 0\,, \tag{3}$$

$$k1 \cdot \Phi 1 + k3 \cdot \Phi 1^3 = i1 \cdot W1\,, \tag{4}$$

$$k1 \cdot \Phi 2 + k3 \cdot \Phi 2^3 = i1 \cdot W2 + i2 \cdot W\kappa + i3 \cdot W3\,. \tag{5}$$

Основная кривая намагничивания стали сердечников аппроксимируется неполным полиномом:

$$\sum i \cdot W = k1 \cdot \Phi + k3 \cdot \Phi^3\,,$$

где $k1$, $k3$ – коэффициенты аппроксимации.

В формулах (1) – (5) $\Phi 1$ и $\Phi 2$ – магнитный поток левого и правого сердечников дросселей, i1, i2, i3 – токи соответственно во входной цепи, контурной и нагрузке R.

Из уравнений (4) и (5) находим ток:

$$i\kappa = (k1 \cdot \Phi 1 + k3 \cdot \Phi 2) \cdot \frac{Kc - 1}{W\kappa} + \frac{k1}{W\kappa} \cdot (\Phi 1 - \Phi 2) + \frac{k3}{W\kappa} \cdot (\Phi 1^3 - \Phi 2^3) - \frac{W3}{W\kappa \cdot R} \cdot \frac{d\Phi 2}{dt}\,, \tag{6}$$

где $Kc = \frac{W2}{W1}$.

Продифференцировав уравнение (2) и подставив в него (6), после преобразований получаем:

$$(k1\cdot\Phi1+k3\cdot\Phi2^3)\alpha_0+\frac{d\Phi2^2}{dt^2}-2\delta\gamma_0\cdot\frac{d\Phi2}{dt}+\beta_0(\Phi1-\Phi2)+\lambda_0(\Phi1^3-\Phi2^3)=0\,, \quad (7)$$

где $\beta_0=\dfrac{k1}{C\cdot W\kappa^2}$, $\alpha_0=\dfrac{Kc-1}{C\cdot W\kappa^2}$, $2\delta_0=\dfrac{2\cdot W3^2}{CW\kappa^2R}$, $\beta_0=\dfrac{k1}{C\cdot W\kappa^2}$, $\gamma_0=\dfrac{W3}{W\kappa\cdot R}$.

После группирования при нулевых начальных условиях (1) имеем:

$$\Phi1+Kc\cdot\Phi2=-\frac{Um}{\omega W1}\cdot\cos\omega t\,. \quad (8)$$

Введём новую переменную:

$$y=\Phi1-\Phi2\cdot Kc\,. \quad (9)$$

Из (8) и (9) получаем:

$$\Phi1=0{,}5\cdot\left(y-\frac{Um\cos\omega t}{\varpi W1}\right),\ \Phi2=-0{,}5\cdot Kc\cdot\left(y+\frac{Um\cos\omega t}{\omega W1}\right).$$

Подставив в (7) полученные выражения для Ф1 и Ф2 и преобразований, приходим к выражению:

$$\frac{d^2y}{dt^2}+2\gamma_0\frac{dy}{dt}+\alpha_0\cos\omega t+y^3\cdot\gamma+y^2\nu\cos\omega t+y\mu\cos2\omega t+y\cdot\Omega^2+\delta_0\sin\omega t=0\,.$$

Введём в последнее выражение величину $x=\dfrac{y}{\Phi m}$ ($\Phi m-$ поток насыщения), собственную частоту Ω^2 и время системы $\tau=\Omega t$ и приведём его к нормированному виду:

$$\begin{aligned}&\frac{d^2x}{d\tau^2}+x\cdot\left(\frac{\omega}{\Omega}\right)^2=-\Pi\cdot\frac{dx}{dt}+\psi\sin\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right)+x^3\cdot\gamma+x^2\nu\cos\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right)+\\&+x\mu C\cos2\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right)+\alpha\cos\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right)-x\Delta=F\left(x,x^2,x^3,\frac{dx}{d\tau}\right)\end{aligned}, \quad (10)$$

где $\delta_0 = \frac{2Um\delta}{k1W1}$, $\psi = \alpha_0 \cdot \frac{\delta_0}{\Phi m \cdot \Omega^2}$, $\Pi = 2\delta \cdot \frac{Um}{\Omega Kc}$, $\gamma = (E1 + E2) \cdot \frac{\Phi m}{\Omega^2}$;

$$\nu = \frac{3Um}{\omega W1} \cdot (E1 + E2) \cdot \frac{\Phi m}{\Omega^2},\ \mu = \frac{3Um^2(E1 - E2)}{2\omega^2 W1^2 \Omega^2},\ E2 = 0{,}25Kc \cdot \left(\alpha_0 \cdot k3 + \lambda_0\right);$$

$$E1 = \frac{\lambda}{2 \cdot Kc^2},\ \alpha = \left\{Um \cdot \left[\frac{\beta_0 Kc(Kc - 1)}{\omega W1} - \frac{\omega}{W1}\right] + \frac{3Um^3(E1 + E2)}{4W1^3\omega^3}\right\} \cdot \frac{1}{\Phi m \Omega^2};$$

$\Delta = 1 - \left(\frac{\omega}{\Omega}\right)^2$ - расстройка контура.

Для решения (10) применим асимптотический метод Крылова – Боголюбова [3]. Для стационарного режима работы стабилизатора этот метод позволяет в первом приближении получить систему трансцендентных уравнений и определить амплитуду и фазу первой гармоники искомой переменной. Рассмотрим основные режимы работы устройства питания.

Стационарный режим холостого хода ФС – РЦ. Решение (10) будем искать в виде:

$$x = a \cdot \sin\psi,\ \psi = \frac{\varpi \cdot \tau}{\Omega} + \Theta,\ \frac{da}{d\tau} = \varepsilon \cdot A(a,\Theta),\ \frac{da}{d\tau} = \varepsilon \cdot B(a,\Theta), \tag{11}$$

где $\varepsilon \cdot A(a,\Theta), \varepsilon \cdot B(a,\Theta)$ пока неизвестные функции; ε – безразмерный малый параметр.

Подставим (11) в (10) и, учитывая только члены при ε в первой степени, запишем первую часть (10) в виде:

$$\varepsilon \cdot f(x,\tau) = \varepsilon \cdot \left\{ \begin{array}{l} \cos\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right) \cdot \left(\begin{array}{l} \frac{\mu a \sin\Theta}{2} - \frac{\nu a^2 \cos 2\Theta}{4} + \frac{a^2 \nu}{2} + \\ + \frac{\nu 3a^2 \sin\Theta}{4} + \Delta \sin\Theta + \alpha \end{array} \right) + \\ + \sin\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right) \cdot \left(\frac{\mu a \cos\Theta}{2} + \frac{\nu a^2 \sin 2\Theta}{4} + \frac{\nu 3a^2 \cos\Theta}{4} \right) \end{array} \right\}. \tag{12}$$

Левая часть (8) приобретает такой вид:

$$\frac{d^2x}{d\tau^2}+x\cdot\left(\frac{\omega}{\Omega}\right)^2=\varepsilon\cdot\left[\begin{gathered}\left(2A\cdot\frac{\omega\cos\Theta}{\Omega}-2Ba\cdot\frac{\omega\sin\Theta}{\Omega}\right)\cdot\cos\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right)-\\-\left(2A\cdot\frac{\omega\sin\Theta}{\Omega}+2B\cdot\frac{\omega\cos\Theta}{\Omega}\right)\cdot\sin\left(\frac{\omega\tau}{\Omega}\right)\end{gathered}\right].\qquad(13)$$

Приравнивая в (12) и (13) синусные и косинусные составляющие получим:

$$\begin{gathered}\varepsilon Am\cos\Theta-\varepsilon Bm_0\sin\Theta+0{,}5h\cos2\Theta-k\sin\Theta-\vartheta=0\\-\varepsilon Am\sin\Theta-\varepsilon Bm_0\cos\Theta-0{,}5h\sin2\Theta-k\cos\Theta=0\end{gathered}.\qquad(14)$$

В уравнении (14) приняты такие обозначения:

$$m=\frac{2\omega}{\Omega},\ m_0=m\cdot a,\ \vartheta=\alpha+h,\ k=n+q+h_0,\ n=0{,}5\mu a,\ h=0{,}5a^2\nu,\ q=0{,}75a^3\nu,$$

$$\Delta\cdot\mathrm{a}=\mathrm{h}_0.$$

Решая систему (14) относительно $\varepsilon\cdot A$ и $\varepsilon\cdot B$ находим:

$$\begin{gathered}\varepsilon\cdot A=\frac{1{,}5k\sin\Theta+(0{,}5\vartheta-0{,}25h)\cos2\Theta+0{,}5\vartheta-0{,}25h}{m\cdot\cos\Theta}\\\varepsilon\cdot B=\frac{k+k\cos2\Theta-(0{,}5h+\vartheta)\sin\Theta}{m_0}\end{gathered}.\qquad(15)$$

В стационарном режиме $\frac{da}{d\tau}=\frac{d\Theta}{d\tau}=0$ и решение системы (15) даёт результат $\sin\Theta=-\frac{\xi+\cos2\Theta}{1{,}5k}$; $\cos2\Theta=-1$. Искомая амплитуда колебаний имеет вид:

$$a^2-0{,}666\cdot a+1{,}33\cdot\frac{\mu+\Delta}{\nu}=0.\qquad(16)$$

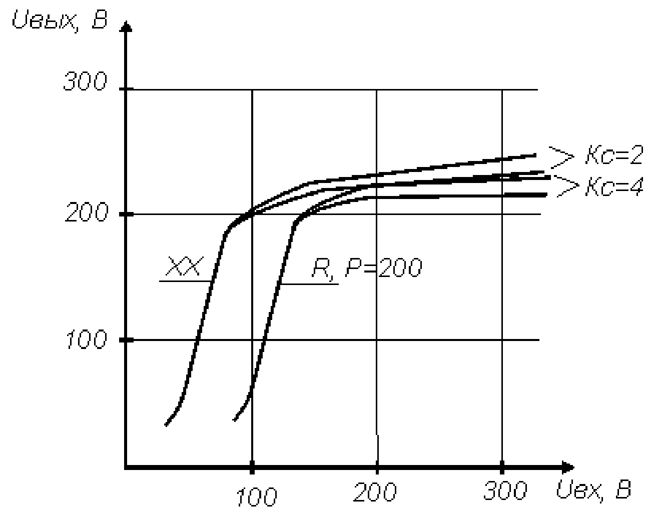

Рисунок 2 - Пороговая характеристика стабилизатора ФС - РЦ

Оказалось, что фаза выходных колебаний -90^{0} и определяется условиями для 2Θ. Прибавка к $2\Theta + 2\pi$ не влияет на тригонометрические функции, что значит возможность колебаний с противоположным знаком $+90^{0}$. Этот результат хорошо подтверждается экспериментальными исследованиями макетного образца стабилизатора.

По уравнению (16) построена пороговая характеристика устройства – зависимость выходного напряжения от входного (рисунок 2). Практический интерес представляет анализ (16) при изменении коэффициента несимметрии Kc. Зависимости Uвых(Uвх) для двух значений Kc показывают, что с ростом Kc стабильность выходного напряжения существенно повышается. Коэффициент стабилизации при этом может достигать 80.

Нагрузочный режим работы стабилизатора. Уравнение (10) решено упомянутым выше методом с использованием аналогичного алгоритма при подключении нагрузки к обмотке $W3$ (см. рисунок 1). В результате получено уравнение третьего порядка, устанавливающее связь амплитуды выходных колебаний от параметров устройства.

$$a^3 + r_0 \cdot a^2 - r1 \cdot a + r2 = 0, \qquad (17)$$

где $r_0 = vm\left(1{,}875 - 0{,}437 \cdot \dfrac{\omega}{\Omega} + 1{,}75\Pi \cdot \dfrac{\omega}{\Omega}\right)$,

$$r1 = \alpha\mu \cdot \frac{\omega}{\Omega};$$

$$r2 = \mu \cdot \left(1{,}75 + 1{,}25m + 0{,}5\Pi \cdot \frac{\omega}{\Omega}\right).$$

Уравнение (17), как оказалось, имеет один действительный и два мнимых корня. Подстановка в уравнение параметров макетного стабилизатора:

$$W1 = 190,\ W\kappa = 500,\ W3 = 80,\ V = 0{,}001\ \text{м}^3,\ \text{С}=50\ \text{мкФ},\ k1 = 3{,}346 \cdot 10^6,$$

$$k3 = 160 \cdot 10^{12} \cdot \frac{A}{B^3C^3},\ W2 = 360,\ l = 0{,}36\ \text{м},\ S = 1{,}36 \cdot 10^3\ \text{м}^2,\ \varPhi\text{м} = 2{,}17 \cdot 10^{-3} \cdot BC,$$

позволила построить пороговою характеристику стабилизатора при нагрузке 200 Вт (см. рисунок 2). Выходная мощность образца рассчитывалась по формуле: $P = \frac{VBH}{1{,}15 \cdot T} = 210$ Вт, где $T = 0{,}02$ с – период 50 Гц. Величины напряжённости поля $\text{H} = 3000$ А/м и индукции $B = 1{,}3$ Тл выбраны опытным путём. Приведение данных расчёта к действительному напряжению выполнено по известному соотношению $\text{U}вых = 4{,}44 aBmSW\kappa$, где Bm принято 1,8 Тл. Из кривой $Kc = 2 \div 4$ видно, что при нагрузке 200 Вт выходное напряжение отличается высокой стабильностью в широком диапазоне изменения питающего напряжения. При подключении нагрузки кривые Uвых(Uвх) смещаются вправо. Изменением параметров, в частности, коэффициента Kc, ёмкости контура и др., можно установить требуемую рабочую зону устройства.

Выводы. Внешняя характеристика стабилизатора (рисунок 3) достаточно жёсткая: при нагрузке до 200 Вт и в номинальном напряжении сети 230 В снижение выходного напряжения не превышает 2 – 3 %, коэффициент стабилизации 40, к. п. д. достигает 0,6 – 0,65, $\cos\varphi = 0{,}6$. Расчёты показывают, что при питании ТРЦ от стабилизатора коэффициент надёжного возврата приёмника может быть увеличен на 20 – 30 %.

Нагрузочная характеристика Iвх(Iн) при нагрузке до 200 Вт носит практически линейный характер при входном токе от 0,6 до 3 А, что свидетельствует о высокой стабильности выходного напряжения и малом внутреннем сопротивлении стабилизатора. Качество выходного напряжения вполне удовлетворительное, с ростом нагрузки форма напряжения ещё в большей степени приближается к синусоидальной.

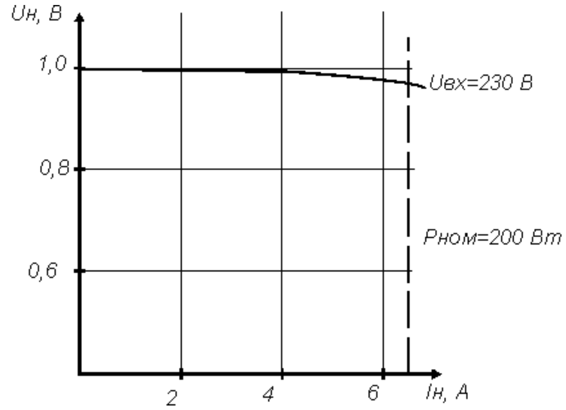

Рисунок 3 - Внешняя характеристика стабилизатора ФС – РЦ

Анализ спектра выходного напряжения стабилизатора потери ξ_0 при наихудших сочетаниях напряжения питания (min) и нагрузки (max) коэффициент нелинейных искажений не превышает 0,01, а наибольшая третья гармоника – 9 %.

Список литературы

1. Рельсовые цепи магистральных железных дорог. Транспорт. – М. – 1992. – 384 с. (Справочник).

2. Талыков А. А., Разгонов А. И. Фазочувтсвительные рельсовые цепи. Транспорт. – М. – 1972. –150 с.

3. М. М. Добролюбов, Ю. А. Митропольский. Асимметрические методы в теории нелинейных колебаний. М.: ГНТТЛ. – 1958. – 480 с.