

## ПРОЦЕССЫ В МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВОМ РЕГУЛЯТОРЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПИТАНИИ ЕГО ОТ ИСТОЧНИКА Э. Д. С. ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

В. П. ОБРУСНИК, А. В. КОБЗЕВ, Г. А. ШАДРИН, Ю. М. ЛЕБЕДЕВ

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ)

Магнитно-полупроводниковые регуляторы напряжения (МПР), описанные в [1] с принудительной коммутацией ключевого элемента по способу [2], позволяют в ряде случаев наиболее просто решить техническую задачу регулирования — стабилизации напряжения. С точки зрения уменьшения веса, габаритов и повышения энергетических показателей применение МПР целесообразно на повышенной частоте [5]. Последняя весьма часто генерируется при прямоугольной форме напряжения.

Ниже рассматриваются процессы в МПР, питаемом от источника э. д. с. прямоугольной формы, при следующих допущениях:

- 1) нагрузка чисто активная,
- 2) активные и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток равны нулю,
- 3) сопротивление полупроводникового ключевого элемента принято постоянным и равным его динамическому сопротивлению при номинальном токе.

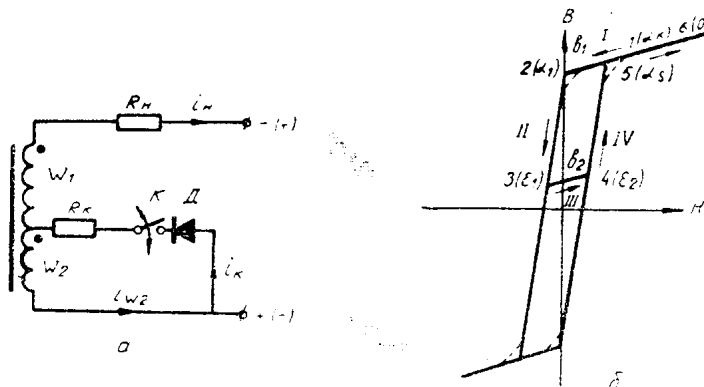


Рис. 1.

Закон изменения во времени питающего напряжения описывается системой уравнений (1)

$$U(t) = \begin{cases} + U_m & \text{при } 0 + 2\pi n < \alpha \leq \pi + 2\pi n, \\ - U_m & \text{при } \pi + 2\pi n \leq \alpha \leq 2\pi(n + 1). \end{cases} \quad (1)$$

Сердечник дросселя (рис. 1, а) перемагничивается по петле гистерезиса рис. 1, б, аппроксимация которой производится отрезками прямых линий. Уравнения отрезков I—IV представлены выражениями:

$$\begin{aligned} V_I &= a_1 H + b_1 \\ V_{II} &= a_2 H + b_1 \\ V_{III} &= a_1 H + b_2 \\ V_{IV} &= a_2 H - b_1 \end{aligned} \quad (2)$$

Качественная картина в таком МПР может быть пояснена по кривой мгновенных значений тока, нагрузки (рис. 2) и петле гистерезиса (рис. 1, б).

Характерной особенностью питания МПР прямоугольным напряжением является то обстоятельство, что в момент изменения полярности напряжения питания при  $\alpha=0$  (показана без скобок на рис. 1, а) сердечник в результате действия предыдущего полупериода (полярность в скобках) находится в состоянии глубокого насыщения в точке 6(0) на рис. 1, б. Поскольку в этот же момент времени замыкается ключ К, то процессы в сердечнике и нагрузке протекают практически независимо. Ток в нагрузке скачком принимает противоположное направление, а ток прежнего направления, определяемый запасом электромагнитной энергии в остаточной индуктивности сердечника, замыкается по цепи ключа с очень малым сопротивлением и медленно спадает. С момента размыкания ключа при  $\alpha=\alpha_K$  обмотка сердечника включается последовательно с нагрузкой и ток, определяемый запасом электромагнитной энергии сердечника, замыкается через сеть и сопротивление нагрузки, создавая на последней отрицательный выброс напряжения с момента  $\alpha=\alpha_K$  до  $\alpha=\alpha_1$  (рис. 2). При  $\alpha=\alpha_K$  напряженность в сердечнике становится равной нулю (точка 2( $\alpha_1$ ) на рис. 1, б) и ток нагрузки также ра-

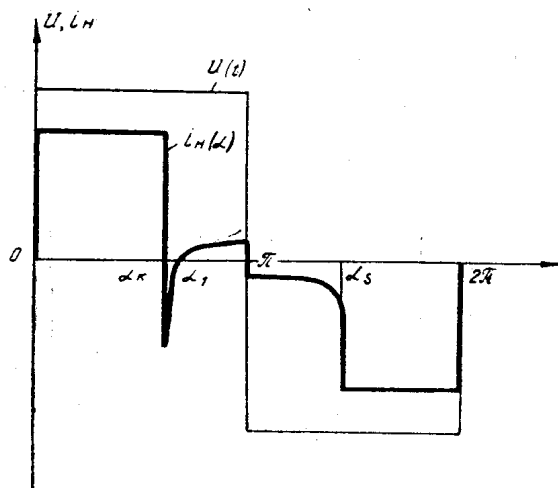


Рис. 2.

вен нулю. Далее он меняет знак и становится равным току размагничивания сердечника. Рабочая точка при этом перемещается по участку II петли гистерезиса от точки 2( $\alpha_1$ ) до точки 3( $\epsilon_1$ ).

Ввиду того, что ширина петли гистерезиса мала, то есть переход рабочей точки с участка II на участок IV происходит за малый промежуток времени, угол  $\epsilon_1$ , определяемый точкой 3, можно принять равным углу  $\epsilon_2$ , определяемому точкой 4, то есть  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \pi$ . Далее, начиная с момента  $\epsilon_2 = \pi$  (точка 4), сердечник начинает намагничиваться и рабочая точка перемещается по участку IV от точки 4 до точки 5( $\alpha_s$ ). Ток нагрузки  $i_H$  при этом мал и равен намагничивающему току

(см. рис. 2 в интервале  $\alpha_1 \div \alpha_s$ ). При  $\alpha = \alpha_s$  сердечник насыщается и рабочая точка переходит на участок 1, перемещаясь по траектории 5( $\alpha_s$ )—6(0). Ток нагрузки при этом определяется напряжением сети и сопротивлением нагрузки.

Состояния схемы (рис. 1, а) описываются следующими системами уравнений:

а) при замкнутом ключе

$$\left. \begin{aligned} i_H R_H + i_K R_K + W_1 S \frac{dB}{dt} &= U(t) \\ i_K R_K + W_2 S \frac{dB}{dt} &= 0 \\ i_H &= i_K + i_{W_2} \\ i_H l &= W_1 \left( i_H - \frac{1}{K_T} i_{W_2} \right), \text{ где } K_T = \frac{W_1}{W_2} \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

б) при разомкнутом ключе

$$\left. \begin{aligned} i_H R_H + W_2 (K_T + 1) S \frac{dB}{dt} &= U(t) \\ i_H l &= i_H W_2 (1 + K_T) \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

Т а б л и ц а

№ интервала	Интервал	$H_i$	№ формулы	$i_H$	$i_K$
1	$2\pi n \leq \alpha \leq \alpha_K + 2\pi n$	$\frac{K_2}{K_1} + \left\{ \frac{K_4}{K_3} \left[ 1 - e^{K_3(\alpha_1 - \alpha_K)} \right] - \frac{K_2}{K_1} \right\} \cdot e^{K_T(\alpha_K - \alpha + 2\pi n)}$	5	$\frac{l \cdot K_T R_K}{W_1 [R_K (K_T^2 - 1)]} \cdot H_i - \frac{U_m}{R_K (K_T^2 - 1) R_H}$	
2	$\alpha_K + 2\pi n \leq \alpha \leq \alpha_1 + 2\pi n$	$\frac{K_4}{K_3} \left[ 1 - e^{K_3(\alpha_1 - \alpha + 2\pi n)} \right]$	6		
3	$\alpha_1 + 2\pi n \leq \alpha \leq \leq \pi (2n + 1)$	$\frac{K_6}{K_5} \left[ 1 - e^{K_5(\alpha_1 - \alpha + 2\pi n)} \right]$	7		
4	$\pi(2n + 1) \leq \alpha \leq \leq \alpha_s + 2\pi n$	$\frac{K_6}{K_5} \left\{ \left[ 2e^{K_5(2n+1)\pi} + e^{K_5(\alpha_1 + 2\pi n)} \right] \times \times e^{-K_5 \alpha} - 1 \right\}$	8		0
5	$\alpha_s + 2\pi n \leq \alpha \leq \leq 2\pi(1+n)$	$\frac{K_8}{K_7} \left\{ \frac{K_6}{K_5} \left[ \left( 2 - e^{K_5(\alpha_1 - \pi)} e^{K_5(\pi - \alpha_s)} - 1 \right) - \frac{K_8}{K_7} \right] e^{K_T(\alpha_s - \alpha + 2\pi n)} \right\}$	9	$\frac{l}{W_2(1 + K_T)} \cdot H_i$	
		$\frac{K_8}{K_7} \left\{ \frac{K_8}{K_1} + \left[ \frac{K_4}{K_3} \left( 1 - e^{K_3(\alpha_1 - \alpha_K)} \right) - \frac{K_2}{K_1} \right] e^{K_T(2\pi n + \alpha)} \right\}$	10		

где

$S$  — активное сечение магнитопровода,  
 $l$  — длина средней силовой линии.

Решение систем (2), (3), (4) осуществляется методом припасовывания [4] по напряженности  $H$  на соответствующих интервалах кривой мгновенных значений тока нагрузки  $i_H$  (рис. 2). Результаты вычислений сведены в табл. 1.

Здесь коэффициенты  $k_i$  ( $i=1, 2, \dots, 8$ ), зависящие от параметров схемы и сопротивления нагрузки, определяются выражениями:

$$k_1 = \frac{l k_T R_K R_H}{\omega a_1 W_1 W_2 [R_K (k_T^2 - 1) - R_H]}; \quad k_2 = \frac{U_m R_K (k_T + 1)}{\omega a_1 W_2 S [R_K (k_T^2 - 1) - R_H]};$$

$$k_3 = \frac{l R_H}{a_1 \omega S W_2^2 (1 + k_T)^2}; \quad k_4 = \frac{U_m}{a_1 \omega S W_2 (1 + k_T)};$$

$$k_5 = k_3 \cdot \frac{a_1}{a_2}; \quad k_6 = k_4 \cdot \frac{a_1}{a_2}; \quad k_7 = k_3; \quad k_8 = -k_4,$$

где

$\omega = 2\pi f$  — угловая частота напряжения сети.

Неизвестный угол  $\alpha_1$  определяется подстановкой уравнения (10) в условие периодического режима.

$$H_5(0) = H_5(0 + 2\pi). \quad (11)$$

В результате такой подстановки выражение для  $\alpha_1$  имеет вид

$$\alpha_1 = \frac{\ln k_3 + \ln \left( \frac{k_8}{k_7} - \frac{k_2}{k_3} \right) - \ln k_4 - k_1 \alpha_K}{k_3} + \alpha_K, \quad (12)$$

т. е. значение угла  $\alpha_1$  мало отличается от значения угла коммутации  $\alpha_K$  и длительность отрицательного выброса напряжения на интервале  $\alpha_K \leq \alpha \leq \alpha_1$  мала. При питании регулятора от источника синусоидальной э. д. с. [3] угол  $\alpha_1$  определяется по формуле

$$\alpha_1 = \arcsin \sqrt{\frac{1}{k_1^2 - 1}},$$

т. е. находится внутри интервала  $0 \leq \alpha \leq \alpha_K$  и не зависит от угла коммутации. Отрицательный выброс напряжения в этом случае отсутствует.

Задаваясь параметрами схемы на рис. 1, а, можно по формуле (12) построить зависимость  $\alpha_1 = f(\alpha_K)$ , а также зависимости вида  $\alpha_1 = f(a_1, a_2, k_T)$  при  $\alpha_K = \text{const}$  и по ним выяснить влияние тех или иных параметров на величину  $\alpha_1$ .

Значения угла  $\alpha_s$  определяются из равенства формул (10) и (9) при замене текущего значения  $\alpha$  величиной  $\alpha_s$ . Конечное выражение имеет вид

$$\frac{k_6}{k_5} \left[ (2 - e^{k_5(\alpha_1 - \pi)}) e^{k_5(\pi - \alpha_s)} + 1 \right] - \left\{ \frac{k_2}{k_1} + \left[ \frac{k_4}{k_3} (1 - e^{k_5(\alpha_1 - \alpha_K)}) - \frac{k_2}{k_1} \right] e^{k_1 \alpha_K - k_7(2\pi + \alpha_s)} \right\} + \frac{k_8}{k_7} \left[ e^{k_7(2\pi + \alpha_s)} - 1 \right] = 0. \quad (13)$$

Решение трансцендентного уравнения (13) производится графоаналитическим методом с применением ЭЦВМ [3]. По полученным результатам строятся зависимости  $\alpha_s = f(\alpha_K)$  при заданных параметрах схемы. На основании выражений для мгновенных значений токов  $i_H$  и  $i_K$  можно определить гармонический состав токов и напряжений и рассчитать интегральные характеристики.

## ЛИТЕРАТУРА

1. А. В. Кобзев, В. П. Обрусник. Теория процессов дискретно-управляемых ферромагнитных устройств, не подмагничиваемых постоянным током. «Электромеханика», 1972, № 5.
  2. В. П. Обрусник, А. В. Кобзев. Способ управления магнитно-полупроводниковым трансформатором с шунтом. Авт. свид. № 276171. Бюллетень изобретений № 23, 1970.
  3. В. П. Обрусник, А. В. Кобзев, Ю. М. Лебедев. Процессы и характеристики магнитно-полупроводниковых устройств с принудительной коммутацией ключевого элемента. Известия ТПИ, т. 261, изд-во ТГУ, 1972.
  4. И. Н. Лисицкая, Л. А. Сеницкий, Ю. М. Шумков. Анализ электрических цепей с магнитными и полупроводниковыми элементами. Киев, «Наукова Думка», 1969.
  5. Г. А. Шадрин, Б. И. Коновалов. Магнитно-вентильный регулятор напряжения повышенной частоты. Труды II научно-технической конференции. Электромеханические устройства систем автоматки. Томск, 1972.
-