

5. Луганский Л.Б. Система автоматического сбора и обработки экспериментальных данных на основе ЭВМ "Наири". "Приборы и техника эксперимента", 1972, № 6, с. 66-67.

УДК 681.3

Л.М.Капитанова

НЕКОТОРЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЕ-ЧАСТОТА

Достаточно обширный класс первичных преобразователей имеет выходные сигналы низкого уровня /0 + 50 мВ/.

Для преобразования информации таких датчиков в форму, удобную для ввода в ЭЦВМ, все шире используются методы, основанные на промежуточном преобразовании сигналов в частоту.

Применение магнитно-полупроводниковых преобразователей напряжения в частоту для этих целей позволяет отказаться от предварительного усиления преобразуемого напряжения, обеспечить высокую линейность характеристики преобразователя при сравнительно простой реализации, что особенно важно при работе преобразователя в многоканальной системе.

Ещё одной важной характеристикой магнитно-полупроводникового инвертора, работающего в режиме функционального преобразователя непрерывного сигнала в дискретный, является длительность переходного процесса, вызванного изменением управляющего сигнала.

Строгое аналитическое исследование переходного процесса в магнитно-полупроводниковых преобразователях является сложной задачей, так как эти устройства представляют собой существенно нелинейную систему, содержащую ферромагнитные сердечники и транзисторы.

Решение разностного уравнения, описывающего переходный процесс в схеме на базе магнитного усилителя с параллельным соединением рабочих обмоток /рис.1/ /при ряде допущений [1] /, позволило получить выражение для характеристики переходного процесса в виде зависимости частоты / f / от числа полупериодов / n /

$$f_n = \frac{f_{уст} - f_{нач}}{f_{нач} + (f_{уст} - f_{нач}) \left(\frac{C_p - i_y Z_p}{C_p + i_y Z_p} \right)^n} \quad (1)$$

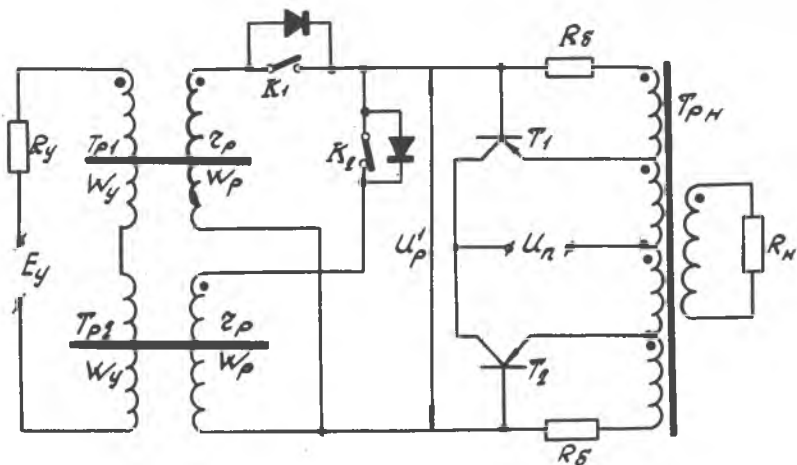


Рис. I

где $f(n)$ - значение частоты в n -й полупериод; $f(уст)$ - установившееся значение частоты; $f(нач.)$ - начальное значение частоты; U_p - напряжение, приложенное к рабочим обмоткам; U'_p - приведённое значение тока управления; z_p - сопротивление рабочих обмоток.

Длительность переходного процесса существенно зависит от начальной частоты, сопротивления рабочих обмоток и параметра

$$C_1 = \frac{U_p - i_y z_p}{U_p + i_y z_p}$$

Время переходного процесса для различных C_1 , f_0 приведено в таблице I.

Таблица 1

Тпер. п.р [мсек]				
Cl	$f_0 = 2000$ Гц	$f_0 = 4000$ Гц	$f_0 = 10000$ Гц	$\Delta f = f_{\text{уст.}} - f_{\text{нач}}$
0,5	9,3	6,8	1,9	4000 Гц
0,66	15,7	11,8	3	
0,821	32,4	24	5,9	
0,99	216	156	39	

В магнитно-полупроводниковых инверторах на базе магнитных усилителей с самонасыщением благодаря наличию диодов в цепи рабочих обмоток, переходный процесс носит четко выраженный дискретный характер, разделяясь на "рабочий" и "управляющий" полупериоды.

Разностное дифференциальное уравнение, описывающее переходный процесс, в этом случае при нелинейной зависимости f является нелинейным и решение его в общем случае весьма затруднительно. Поэтому весьма эффективным в данном случае является графическое построение переходного процесса по характеристике управления преобразователя $f(I_y)$ и некоторой вспомогательной "переходной" функции $\varphi(I_y)$, которая определяется следующим соотношением:

$$\varphi(I_y) = f(I_y) + \frac{E_y - I_y R_y}{U_p} \cdot f(I_y)$$

Исходными данными для построения являются характеристика управления преобразователя в виде зависимости частоты от тока управления $I_y(0)$, начальное значение тока управления $f(I_y)$ или значение частоты, соответствующее этому току и величина ЭДС управления после коммутации E_y . Порядок построения показан на рис.2. Переходный процесс представляется последовательностью точек 0, 1, 2 ... ∞ на статической характеристике управления преобразователя.

Инерционность преобразователя на базе магнитного усилителя с самонасыщением значительно меньше, чем преобразователя на базе магнитного усилителя с параллельным соединением рабочих обмоток и может быть снижена до величины запаздывания на половину периода начальной частоты.

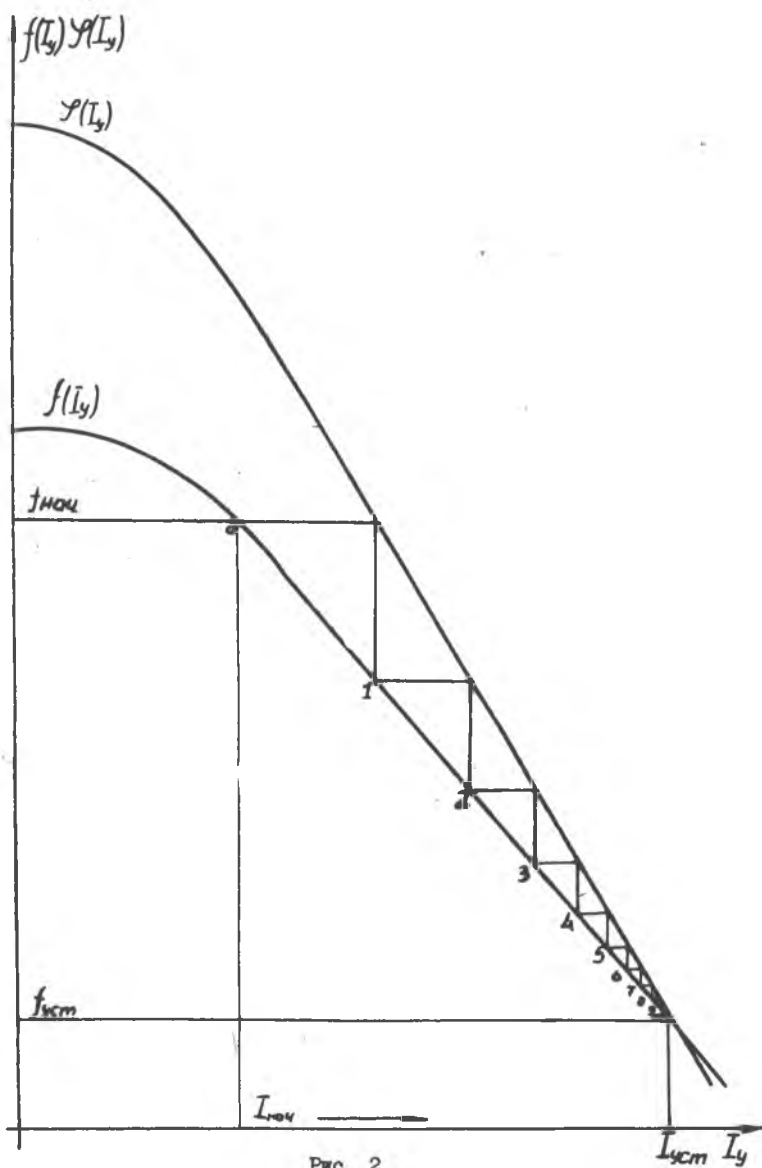


Рис. 2.

Результаты теоретического исследования хорошо совпадают с экспериментом, проведенном на специально разработанной установке.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Капитонова Л.М., Старобинский Н.М. Измерительный магнитно-транзисторный преобразователь напряжения в частоту. "Приборы и системы управления", 1972, № II.

2. Ильинский Н.Ф., Михайлов В.Б. Транзисторно-магнитные преобразователи непрерывного сигнала в последовательность импульсов. 1966.

УДК 620.179.14

В.А.Денисов, В.А.Шарков, О.О.Сильченко

ЛОКАЛЬНОСТЬ И ПОГРЕШНОСТЬ ПРИ ВИХРЕТОКОВОМ КОНТРОЛЕ

Одним из важнейших параметров вихретокового метода контроля, от которого зависит погрешность измерения, является локальность.

Локальность характеризует размеры области, в которой возбуждено анализируемое поле. Учитывая поглощение электромагнитной энергии в изделии, следует определить локальность как размеры области, излучение из которой выходит наружу из изделия. При вихретоковом методе контроля интерес представляет поверхностная локальность — размер части излучающей области, выходящей на поверхность изделия.

При допускаемой погрешности измерения δ в качестве меры поверхностной локальности следует принять размер области изделия, из которой выходит ($1 - \delta$) возбужденной в нем электромагнитной мощности [1].

$$P = \frac{1}{\sigma} \int_V \mathbf{j} \mathbf{j}^* dV, \quad (1)$$

где σ — электропроводность изделия; \mathbf{j} — плотность вихревых токов, наводимых в изделии; \mathbf{j}^* — сопряженная ей величина; V — объём возбужденной электромагнитной области.

Плотность вихревых токов определяется соотношением

$$\mathbf{j} = -j\omega \sigma \mathbf{A}, \quad (2)$$