

СПЕКТР НАПРЯЖЕНИЙ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

М. А. ЖИТКОВ

(Представлено научным семинаром кафедры электропривода)

Применение широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в системах преобразования энергии позволяет создать универсальные преобразователи частоты, обеспечивающие раздельное регулирование частоты и амплитуды основной гармоники выходного напряжения. При этом появляется возможность совмещения функций инвертирования и регулирования напряжения в одном инверторе, что ведет к снижению веса, уменьшению габаритов и повышению экономичности преобразователя частоты. С другой стороны, в спектре широтно-модулированного напряжения значительно снижается процентное содержание высших гармоник и уменьшается их амплитуда, особенно при осуществлении синусной модуляции. В этом случае гладкая составляющая напряжения и ток нагрузки имеют форму, близкую к синусоидальной.

В работах [1, 2, 3], посвященных разработке и исследованию импульсных усилителей мощности переменного тока с ШИМ, особое внимание уделяется применению широтной модуляции двуполярных импульсов, так как при этом реализация силового узла и схемы управления им выглядит проще, чем при осуществлении однополярной ШИМ. Однако известно, что в спектре напряжения при однополярной ШИМ амплитудные значения гармоник и пульсации тока в нагрузке оказываются меньшими, так как напряжение на нагрузке в пределах периода коммутации не реверсируется. В данной работе ставится задача получения удовлетворительного с точки зрения инженерных расчетов способа анализа широтно-модулированного напряжения в однофазном инверторе.

Анализ проводится для односторонней II рода модуляции заднего фронта импульса.

Схема инвертора, реализующая данную задачу, представлена на рис. 1. Здесь силовые тиристоры T_1 , T_2 управляются поочередно, каждый в течение половины периода модуляции.

Запирание вентиля осуществляется независимым узлом коммутации за счет включения последовательно с ними конденсатора C , предварительно заряженного до уровня двойного напряжения источника питания.

Эпоэра напряжения на выходе инвертора и процесс формирования модулированных по ширине импульсов приведены на рис. 2.

Ширина любого из последовательности импульса определяется формулой

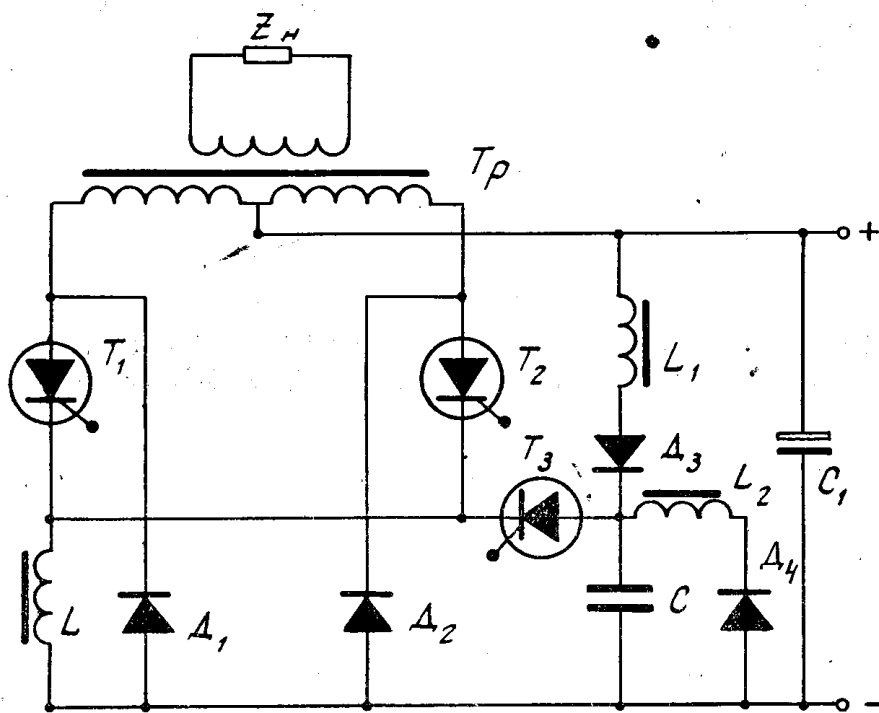


Рис. 1

$$\Delta i = \frac{T_M}{2\pi a} \cdot f(t_i + \Delta i), \quad (1)$$

где T_M — период модулирующей функции,
 n — число периодов коммутации T_K , укладывающееся в половине периода модуляции.

$$n = \frac{T_M}{2T_K}, \quad (2)$$

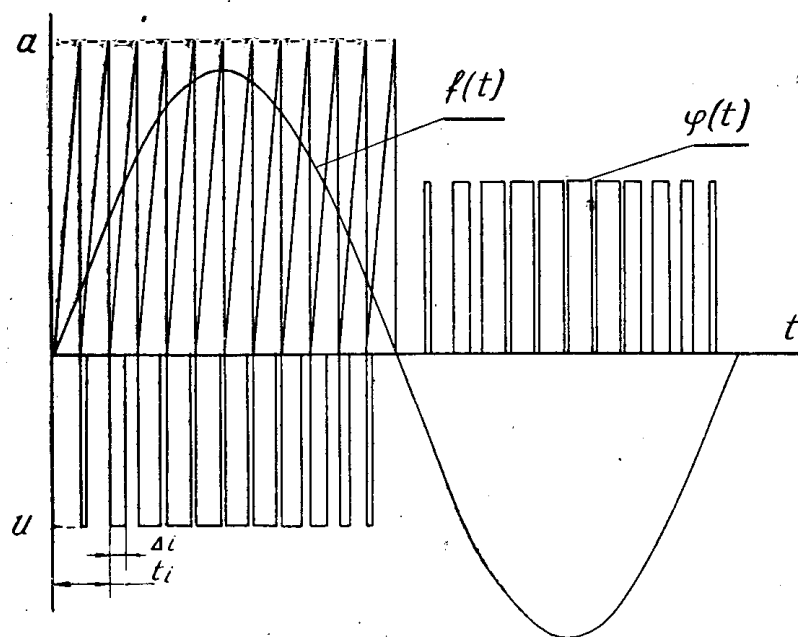


Рис. 2

a — амплитудное значение пилообразного напряжения, $f(t) = A \cdot \sin \omega t$ — модулирующая функция.

В общем случае число n может быть целым и дробным, что влияет на состав гармоник в спектре выходного напряжения инвертора с ШИМ. Однако для получения более простых и удобных формул, для инженерных расчетов будем считать, что n есть целое число.

Для того, чтобы уменьшить количественные различия между спектрами при дробных и целых n необходимо выполнить соотношение [1]:

$$n > 4 \div 5. \quad (3)$$

Выполняя данные условия, рассмотрим функцию $\varphi(t)$ рис. 2. Эта функция разрывна, продолжена на всю ось как нечетная и может быть разложена в ряд Фурье по синусам.

$$\varphi(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin \frac{2\pi k}{T_M} t, \quad (4)$$

где $K=1, 2, 3, \dots$ — порядковый номер гармоники. Коэффициенты Фурье в данном случае определяются согласно выражению

$$b_k = \frac{4}{T_M} \int_0^{\frac{T_M}{2}} \varphi(t) \cdot \sin \frac{2k\pi t}{T_M} dt. \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{Так как } \varphi(t) &= U, \text{ когда } t_i \leq t \leq t_i + \Delta_i, \\ \varphi(t) &= 0, \text{ когда } t_i + \Delta_i \leq t \leq t_{i+1}, \end{aligned} \quad (6)$$

то

$$b_k = \frac{4U}{T_M} \sum_{i=0}^{n-1} \int_{t_i}^{t_i + \Delta_i} \sin \frac{2k\pi t}{T_M} dt. \quad (7)$$

После вычисления интеграла получим

$$b_k = \frac{2U}{k\pi} \sum_{i=0}^{n-1} \left[\cos \frac{k\pi i}{n} - \cos \frac{k\pi i}{n} \left(1 + \frac{2n}{iT_M} \Delta_i \right) \right]. \quad (8)$$

Если n достаточно велико, так что $f(t_i) \approx f(t_{i+1})$, то сумму в уравнении (8) можно заменить интегралом в пределах $(0 + \frac{T_M}{2})$, для $k < n$, когда

$$\cos \left(\frac{k\pi i}{n} \right) \approx \cos \left[\frac{k\pi(i+1)}{n} \right].$$

Учитывая уравнение (1), получим

$$b_k \approx - \frac{4Un}{k\pi T_M} \int_0^{\frac{T_M}{2}} \cos \frac{2k\pi}{T_M} \left[t + \frac{T_M}{2na} f(t) \right] dt. \quad (9)$$

Подставив значение $f(t) = A \cdot \sin \frac{2\pi t}{T_M}$ в уравнение (9) и произведя замену переменной

Таблица 1

$f_{\text{мод}}$	50 гц				20 гц			
n	10		6		25		15	
λ	1	0,5	1	0,5	1	0,5	1	0,5
Амплитудные значения гармоник при $U = 100$ в								
b_1	95,4	47,5	95,5	46	95,6	48	95	47,6
b_2	15,25	3,78	24	6,3	6,2	1,59	10,3	2,62
b_3	3,47	0,45	8,78	1,21	0,57	0,074	1,62	0,195
b_4	0,934	0,063	3,8	0,277	0,063	0,004	0,299	0,019
b_5	0,284	0,009	1,8	0,068	0,0063	0,0002	0,057	0,0017
b_6	0,089	0,0015	0,925	0,018	0,0008	0,00001	0,0112	0,0001
b_7	0,03	0,0002	0,477	0,005	0,0001	—	0,0027	0,00001
b_8	0,0102	0,00004	0,262	0,0014	0,00001	—	0,0006	—
b_9	0,003	—	0,147	0,0004	—	—	0,0001	—

$$\frac{2\pi t}{T_m} = z, \quad \text{получим}$$

$$b_k = - \frac{2Un}{K\pi^2} \int_0^\pi \cos(kz + \frac{Ak\pi}{an} \sin z) dz. \quad (10)$$

Обозначим

$$\frac{A}{a} = \lambda \text{ — глубина модуляции}$$

$$b = \frac{K\pi}{n} > 0.$$

Согласно [4], функция Бесселя первого рода порядка « k » определяется выражением

$$I_{-k}(b) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(b \sin z + kz) dz. \quad (11)$$

Следовательно, уравнение (10) можно записать следующим образом:

$$b_k \approx (-1)^{k+1} \frac{2U}{b} I_k(\lambda b). \quad (12)$$

Выражение (12) позволяет довольно просто подсчитать амплитудные значения гармонических, пользуясь таблицами функций Бесселя. В спектре модулированных по закону синуса однополярных импульсов содержится основная гармоника с частотой модуляции и высшие гармонические, представляющие собой шум квантования.

В табл. 1 приведены значения гармонических спектра напряжения, подсчитанные по уравнению (12) при частоте коммутации $f_k=600$; 1000 гц. Анализ показывает, что с увеличением n амплитуды высших гармонических уменьшаются. Однако увеличение частоты коммутации ограничивается частотными свойствами силовых ключей, потерями на коммутацию и искажением формы тока нагрузки, особенно в области низких частот. Величина и форма тока нагрузки определяется параметрами модуляции, постоянной времени цепи нагрузки и характером импульсного тока.

В заключение необходимо отметить, что в каждом конкретном случае величина параметра n должна иметь среднее оптимальное значение, позволяющее получить напряжение и ток нагрузки с требуемым уровнем высших гармонических, при минимальном значении потерь на коммутацию.

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. М. У с ы ш к и н. Полупроводниковые преобразователи частоты для электропривода в кинематографии. Диссертация, М., 1964.
2. О. А. К о с о в. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. Изд-во «Энергия», 1964.
3. О. И. Х а с а е в. Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. Изд-во «Наука», 1966.
4. Н. Н. Л е б е д е в. Специальные функции и их приложения, 1963.