

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Повышение качества регулирования скорости асинхронного частотного электропривода предопределяет поиск наиболее рациональных преобразователей, обеспечивающих форму напряжения, близкую к синусоидальной. Распространенными являются решения, основанные на применении различных способов амплитудно-импульсной и широтно-импульсной модуляции [1]. Освоение отечественной промышленностью силовых транзисторов позволяет строить преобразователи с высокой частотой коммутации и тем самым обеспечить напряжение с минимальным содержанием высших гармоник.

Структурная схема системы, осуществляющей формирование напряжения путем слежения за эталонным сигналом  $\bar{U}_3$ , изображена на рис. 1. Релейный элемент РЭ имеет симметричные пороги переключения. Выходное напряжение  $\bar{U}_{\text{Вых}}$  получается на выходе фильтра  $Z$  с передаточной функцией  $W_\Phi$ . Релейный элемент представляет собой трехфазный мостовой инвертор напряжения (рис. 2).

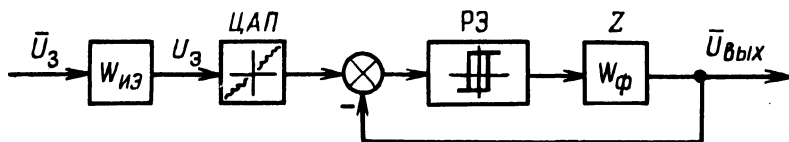


Рис. 1. Структурная схема преобразователя частоты.

Одним из основных элементов системы рис. 1 является источник эталонного (опорного) сигнала, задача которого — формирование напряжения заданной частоты и амплитуды в соответствии с законом частотного управления. Решение этого вопроса средствами аналоговой техники затруднено [2], особенно если учесть, что ИЭ должен генерировать многофазный сигнал по числу фаз преобразователя частоты. Функциональная схема разработанного трехфазного генератора синусоидальных колебаний низкой и инфранизкой частот, основанного на применении цифровой техники, представлена на рис.3.

Импульсы с опорного генератора ГИ поступают на управляемый делитель частоты УДЧ, частота следования импульсов  $f_T$  на выходе которого пропорциональна коду выходной частоты (двоичный код 12 разрядов), поступившему с задатчика частоты. Сдвиг в  $120^\circ$  обеспечивается подачей синхροимпульсов с делителя Д, сдвинутых во времени на

$$T_c = \frac{4 \cdot M}{f_T \cdot m} ,$$

где  $M$  — число тактовых импульсов в четверти периода выходной частоты;  $m = 3$  — число фаз.

Узел, состоящий из счетчика  $C$ , логической схемы ЛС, реверсивного счетчика РС и схемы выбора направления счета НС, осуществляет кусочно-ли-

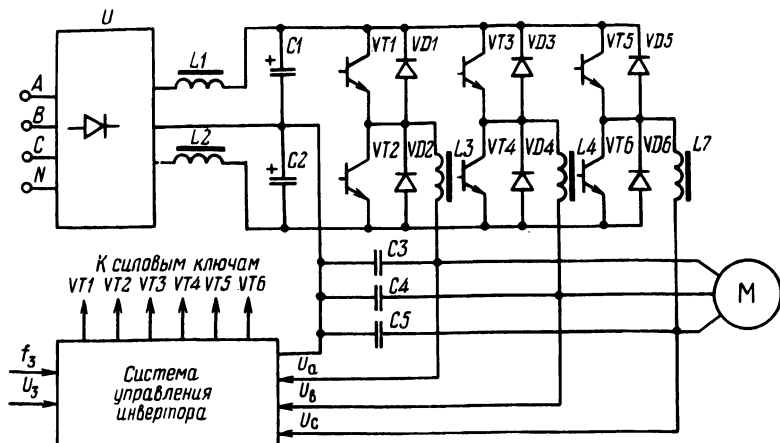


Рис. 2. Трехфазный мостовой инвертор напряжения.

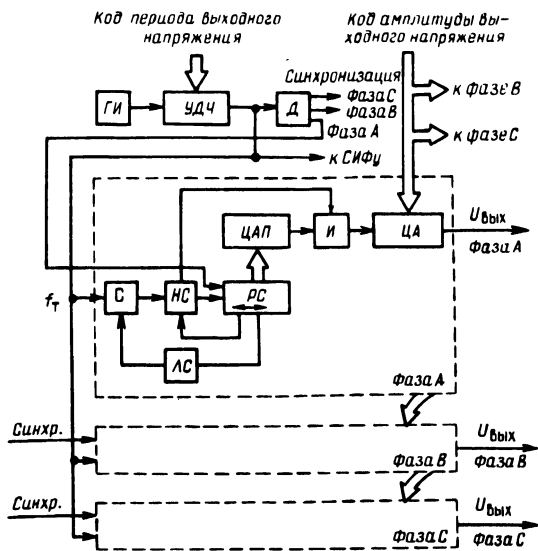


Рис. 3. Функциональная схема опорного генератора.

нейную аппроксимацию синусоидальной кривой на  $1/4$  периода. Число отрезков аппроксимации  $i$  равно 16. В табл. 1 представлены значения коэффициента счета  $K_{СЧ}$  счетчика  $C$  и количество циклов  $N_i$  счета с этим коэффициентом счета для каждого наклона аппроксимирующей прямой.

Т а б л и ц а 1. Аппроксимация синусоидальной кривой

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$K_{сч}$	71	30	23	19	17	15	14	12	11	10	9	8	7	6	5	4
$N_i$	1	1	1	1	1	1	2	2	2	3	4	5	10	17	40	68

Вторая четверть вследствие симметрии получается реверсированием счетчика РС. Реверсивный счетчик управляет цифро-аналоговым преобразователем ЦАП, на выходе которого напряжение представляет собой  $u = |U_m \sin \omega t|$ . Инвертированием в И одного полупериода получаем синусоиду. Цифровой attenuator ЦА предназначен для регулирования амплитуды опорного напряжения в соответствии с алгоритмом управления (например, для обеспечения постоянства потока  $\Phi_3$  асинхронного двигателя во всем частотном диапазоне).

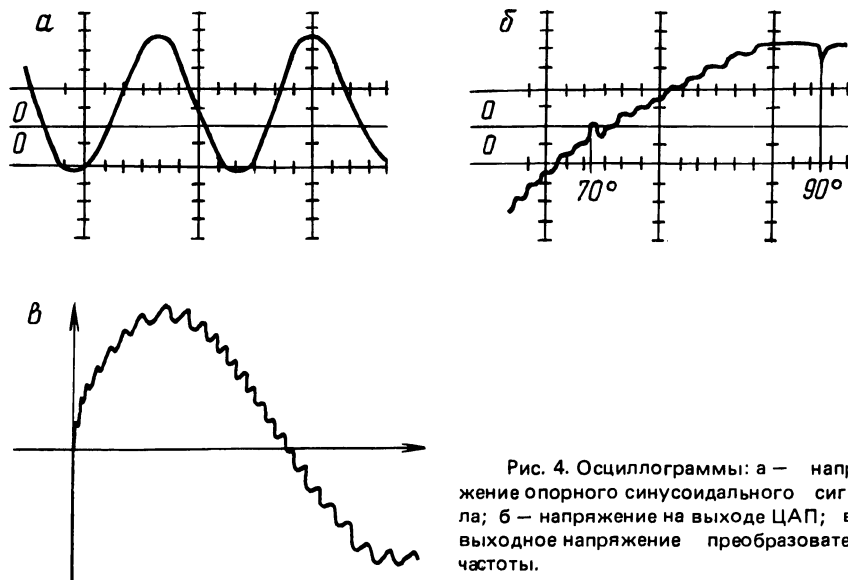


Рис. 4. Осциллограммы: а — напряжение опорного синусоидального сигнала; б — напряжение на выходе ЦАП; в — выходное напряжение преобразователя частоты.

В систему управления инвертора, кроме генератора опорного сигнала, входят компараторы, в которых происходит сравнение опорного напряжения с напряжением на выходе преобразователя, и распределитель импульсов, формирующий управляющие импульсы для транзисторных ключей. Система управления преобразователя частоты реализована на микросхемах серий К155, К553, К572, К293. Силовая часть выполнена на высоковольтных транзисторах КТ812А. Конструктивно преобразователь выполнен отдельным блоком размерами 390 x 200 x 635 мм. Технические параметры преобразователя следующие:

Диапазон частот — 0,5–100 Гц;

Выходное напряжение на частоте 50 Гц—220 В;

Номинальный ток — 10 А;  
Коэффициент гармоник — не более 12 %;  
Частота переключения ключей — 10 кГц;  
К.п.д. — 80 %.

Преобразователь работает совместно с электродвигателем 4А63В2У3, который снабжен датчиком ВЕ-178.

Управление приводом осуществляется или с пульта ручного задания или от управляющей машины ДЗ-28. На рис. 4 приведены осциллограммы, снятые с преобразователя частоты.

#### В ы в о д ы

Замена аналоговых способов формирования синусоидальных колебаний цифровыми позволяет получить высокую стабильность и низкий коэффициент гармоник.

Способ получения выходного напряжения путем отслеживания опорного напряжения обеспечивает получение высоких характеристик преобразователей частоты для питания асинхронных электродвигателей.

#### Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Структуры систем управления автоматизированным электроприводом/ О.П. И л ь и н, В.И. П а н а с ю к, Ю.Н. П е т р е н к о, В.П. Б е л я е в. — Минск: Наука и техника, 1978. — 367 с. 2. Б е л я е в В.П., И л ь и н О.П., П е т р е н к о Ю.Н. Синтез цифровой системы управления автономным инвертором с ШИМ на основе микропроцессора. — Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. Киев, 1979, т. III. — 260 с.

УДК 621.318.435.001.24

Т.Т. РОЗУМ, канд.техн.наук (БПИ)

### РАСЧЕТ ДВУХКОНТУРНОЙ ФЕРРОРЕЗОНАНСНОЙ ЦЕПИ С ПОМОЩЬЮ НАПРАВЛЕННОГО ГРАФА

Двухконтурная феррорезонансная цепь (рис. 1) вызывает интерес исследователей [1–3] благодаря возможности возникновения в цепи как ультрагармонических, так и субгармонических колебаний. В некоторых случаях они нежелательны и предварительный расчет режима работы цепи позволяет избежать нежелательных явлений. Эти колебания находят и практическое использование. Так, возможность применения схемы в качестве преобразователя частоты без подмагничивания рассмотрена в [2], для осциллографического контроля магнитных свойств ферромагнетиков — в [3]. Авторы проводят экспериментальное исследование процессов в феррорезонансной цепи либо пользуются приближенными аналитическими методами анализа установившихся режимов.

В данной статье рассматривается методика расчета режимов работы цепи (рис. 1) на основе направленного графа. Алгоритм расчета позволяет получить как установившиеся, так и переходные процессы, при этом выбор типа аппроксимации кривой намагничивания стальных сердечников не имеет принципиального значения.