

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Г. В. БАРЕГАМЯН

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ НПЧ С ОПТИМАЛЬНЫМ
ВЫБОРОМ МОМЕНТОВ РЕВЕРСА ТОКА

В преобразователе частоты с непосредственной связью (НПЧ) и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) по схеме рис. 1а изменение полярности тока (реверс) сопровождается появлением бестоковых пауз, в течении которых все тиристоры закрыты. На этих интервалах преобразователь становится «неуправляемым» и ход изменения выходного напряжения полностью определяется фильтром и нагрузкой. Бестоковые паузы, количество и длительности которых зависят от параметров силовой схемы, нагрузки, алгоритма управления и др., оказывают существенное влияние на качество вырабатываемого синусоидального напряжения. Ниже рассматривается алгоритм управления, в котором для оптимизации моментов выхода из бестоковых пауз используется вычисляемый прогноз.

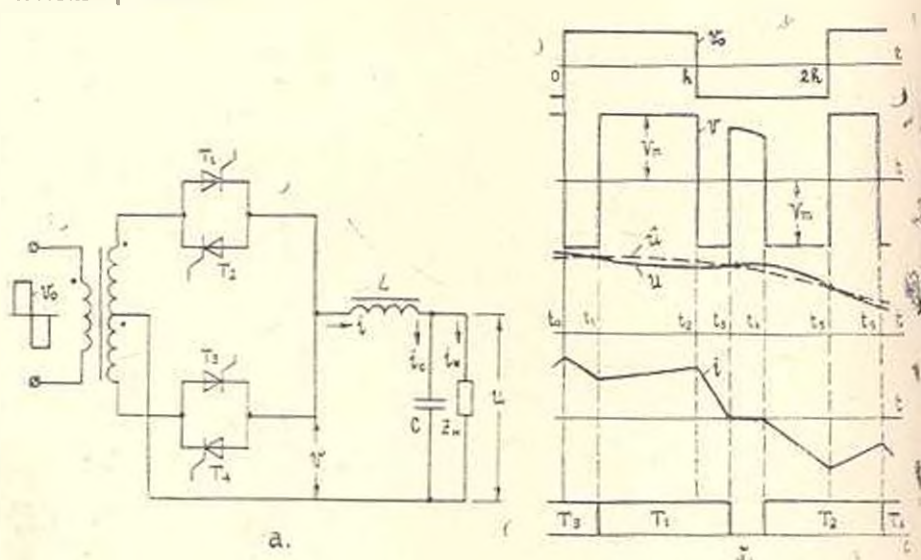


Рис. 1 Однофазный НПЧ с выходным LC-фильтром; а) схема преобразователя; б) временные диаграммы при прямоугольном питающем напряжении и односторонней двуполярной ШИМ

В рассматриваемом преобразователе при прямоугольном питающем напряжении возможно реализовать двуполярную ШИМ (рис. 1, б) пу-

тем переключения тиристорных групп T_1 , T_2 и T_3 , T_4 в функции полярности тока НПЧ i . Сформированный на выходе LC-фильтра ШИМ-сигнал содержит участки, на которых кривая повторяет форму выходного напряжения. Эти участки соответствуют бестоковым паузам, наступающим при каждом переходе тока НПЧ через нуль. В схеме осуществляются переключения двух типов — неуправляемые и управляемые. Неуправляемые переключения имеют место в моменты дискретизации $0, h, 2h, \dots$, т. е. когда $i \neq 0$ и питающее НПЧ напряжение скачкообразно меняет полярность. При этом ранее проводящий тиристор остается открытым, хотя и попадает под обратное напряжение. Для его запираания необходимо либо отпереть второй тиристор той же группы, либо подождать, пока ток упадет до нуля. В первом случае произойдет управляемое переключение, а во втором наступит бестоковая пауза. Выход из бестоковой паузы произойдет включением соответствующего тиристора. Таким образом, управляемыми являются моменты включения и переключения импульсов, не совпадающие с моментами дискретизации. Однако, как будет показано, в каждом такте требуется подавить управление на один тиристор.

Обозначим далее полярность ШИМ-импульса в начале такта логической переменной $Z (Z \in \{-1; 1\})$, моменты начала и конца такта — t_n и t_{n+1} , моменты включения и переключения импульса — t_0 и t_1 . Локальное время в такте t отсчитывается от начала каждого такта. К примеру, на рис. 16 неуправляемые переключения осуществляются в моменты t_0 , t_2 и t_3 , управляемые переключения — t_1 и t_4 , включение импульса (реверсирование тока) — t_4 .

Вследствие неуправляемых переключений полярности тока i и ШИМ-импульса в момент t_n всегда противоположны, т. е.

$$Z = -\text{sign}[i(t_n)] = \begin{cases} -1, & \text{если } i(t_n) > 0, \\ 1, & \text{если } i(t_n) < 0, \end{cases} \quad (1)$$

и ток убывает по модулю, начиная от начала такта. Следовательно, бестоковая пауза может наступить только до очередного управляемого переключения, если оно задерживается. После управляемого переключения ток всегда растет по модулю и бестоковой паузы быть не может. Если бестоковая пауза наступила и затем включается импульс, то на остатке такта $t_n - t_{n+1}$ переключения невозможны. Таким образом, в обоих случаях отпирается лишь один тиристор.

На рис. 2 приведена блок-схема предлагаемого алгоритма управления. При управляемом переключении отпирается тиристор T_1 , если $v_0 > 0$ и $Z = -1$; T_2 , если $v_0 < 0$ и $Z = 1$; T_3 , если $v_0 < 0$ и $Z = -1$; T_4 , если $v_0 > 0$ и $Z = 1$. При включении импульса отпирается тиристор T_1 , если $v_0 > 0$ и $Z = 1$; T_2 , если $v_0 < 0$ и $Z = -1$; T_3 , если $v_0 < 0$ и $Z = 1$; T_4 , если $v_0 > 0$ и $Z = -1$. На остатке такта $t_n - t_{n+1}$ (либо $t_n - t_{n+1}$) никаких переключений не производятся и система управления выжидает конца такта. В случае необнаружения мо-

мента t_n или t_n , поиск продолжается в следующем такте. Моменты переключения можно определить, исходя из различных критериев оптимизации кривой формируемого синусоидального напряжения. Например, в [1] требуется пересечение кривых выходного напряжения $u(t)$ и сигнала задания $u(t)$ в одной точке каждого такта. Тогда при достаточно высокой несущей частоте форма выходного напряжения будет близка к заданной. Для определения моментов t_n здесь предлагается также исходить из указанного критерия качества и использовать вычисляемый прогноз [1, 2]. Сущность заключается в том, что момент

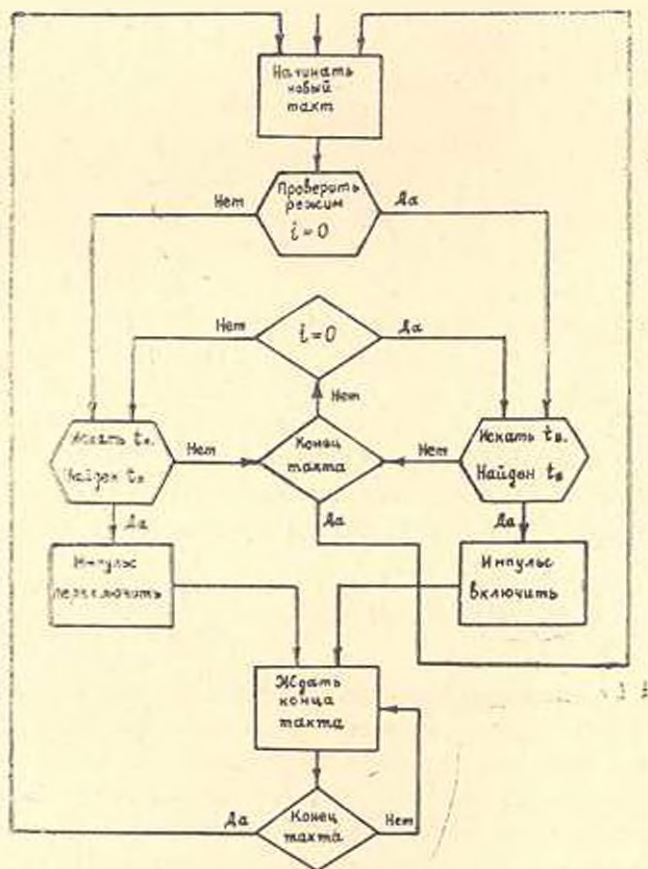


Рис. 2. Блок-схема алгоритма управления НПЧ.

наложения ШИМ-импульса и его полярность определяются путем прогнозирования выходного напряжения преобразователя на некоторое время β вперед ($\beta = h - t$). При этом используется понятие условного прогноза рассогласования выходного напряжения от задания

$$s(t, h) = u(t, h) - u(t, h), \quad (2)$$

вычисляемого в предположении, что импульс включается в текущий момент (в этом и состоит его условность). В (2) $u(t, h)$ и $u(t, h)$ —

прогнозируемые значения выходного напряжения и сигнала задания в точке $t = h$, вычисленные в текущий момент времени t . Предположим, что система управления содержит специальный блок, который по заранее известным формулам непрерывно вычисляет два прогноза $\varepsilon(t, h, +)$ и $\varepsilon(t, h, -)$, соответствующих случаям включения положительного и отрицательного импульсов. Один из них монотонно убывает по модулю. Если следить за убывающей кривой и в момент ее прохождения через нуль включить импульс соответствующей полярности, то в прогнозируемой точке $t = h$ выходное напряжение совпадает с заданием, т. е. $u(h) = \varepsilon(h)$.

Формулы прогноза, выражающие зависимости $\varepsilon(t, h, +)$ и $\varepsilon(t, h, -)$ от текущих значений переменных состояния и сигнала задания, получаются из уравнений фильтра. Прогнозы $u(t, h, +)$ и $\varepsilon(t, h, -)$ складываются из трех частей. Первая часть обусловлена собственными начальными условиями, т. е. значениями переменных u и i в текущий момент t для LC-фильтра имеет вид

$$u_1 = u(t) \cos \omega\beta + \rho i(t) \sin \omega\beta, \quad (3)$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — волновое сопротивление и резонансная частота фильтра соответственно. Вторая часть вызвана влиянием нагрузки. Представим нагрузку упрощенно источником тока i_n , значения которого на прогнозируемом интервале линейно экстраполированы:

$$i_n(\tau) \approx i_n(t) + \tau i'_n(t); \quad i \leq \tau \leq h. \quad (4)$$

Тогда для второго слагающего получим:

$$u_2 = -\rho i_n \sin \omega\beta - (1 - \cos \omega\beta) \frac{d(\rho i_n)}{d(\omega t)}. \quad (5)$$

Третье слагаемое обусловлено действием подаваемого на вход фильтра импульса и в зависимости от его полярности меняет знак

$$u_3 = \pm V_m (1 - \cos \omega\beta). \quad (6)$$

С учетом (3), (5) и (6) для прогнозов $\varepsilon(t, h, +)$ и $\varepsilon(t, h, -)$ получим:

$$\begin{cases} \varepsilon(t, h, +) = \varepsilon(t, h, 0) + V_m (1 - \cos \omega\beta); \\ \varepsilon(t, h, -) = \varepsilon(t, h, 0) - V_m (1 - \cos \omega\beta); \\ \varepsilon(t, h, 0) = u(t) \cos \omega\beta + \rho i_n(t) \sin \omega\beta - \\ - (1 - \cos \omega\beta) \frac{d(\rho i_n)}{d(\omega t)} - \tilde{u}(t, h), \end{cases} \quad (7)$$

где $\tilde{u}(t, h)$ может быть экстраполировано с любой заданной точностью.

Блок вычисления прогноза строится на основе соотношений (7). Его можно построить так, чтобы вычислять один прогноз и одну функцию. Так, если $e(t, h, 0)$ положительна, то убывающей является $e(t, h, -)$, в противном случае — $e(t, h, +)$.

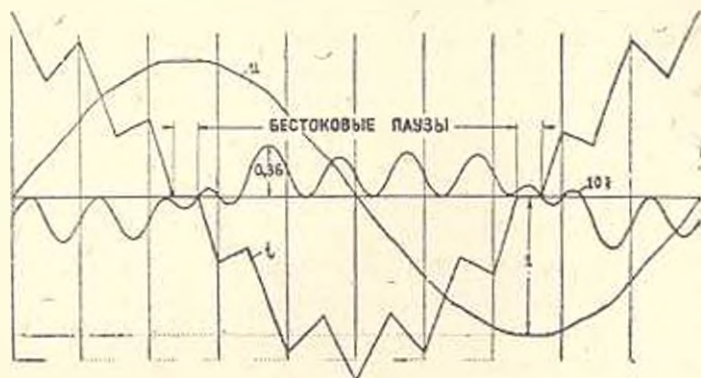


Рис. 3. Оциллограмма процессов в преобразователе при холостом ходе: u — выходное напряжение; i — ток дросселя фильтра; z — пульсация выходного напряжения.

Описанный вычислительный алгоритм успешно сочетается со способом управления по вычисляемому прогнозу, описанному в [1]. При этом вычисления моментов включения и переключения ШИМ-импульсов можно выполнить одним блоком, что упрощает систему управления. Для иллюстрации на рис. 3 представлена оциллограмма процессов в преобразователе, работающем по этому принципу. Оциллограмма получена на цифровой модели преобразователя при соотношении выходной, резонансной и несущей частот $0,1:0,1:1$, $V_m/U_m = 1, 2$, $x_L = \Omega L = 0,9Z_{н.ном.}$ При этом коэффициент несинусоидальности выходного напряжения составляет 1,63%. Как следует из рис. 3, при выбранных параметрах возникает лишь одна бестоковая пауза на полупериоде, оказывающая практически незаметное влияние на выходное синусоидальное напряжение.

ЕрПИ им. К. Маркса

25. X. 1984

Գ. Վ. ՔԱՐԵՂԱՆՅԱՆ

ՀԻՍՏԱՆԵՐԻ ԳԱՐԶԱՓՈԽՄԱՆ ՕՊՏԻՄԱԼ ԸՆՏՐՈՒԹՅԱՄԵ ՇԱՓ-Ի ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄ

Ա. Վ Փ Ո Փ Ո Վ

Դիտարկվում է հաճախության միաֆազ-միաֆազ տիրիստորային անմիջական կապով փոխարկիչի (ՀԱՓ) կառավարման ալգորիթ, որը ունի հարթեցնող LC-ֆիլտր, որում ելքային սինուսոիդալ լարումը ձևավորում է լայնա-իմպուլսային մոդուլյացիայի շնորհիվ Հոսանքի դադարների օպտիմալ տեղա-

թյունների որոշման համար առաջարկվում է հաշվման ալգորիթմ՝ հիմնված որոշակի ժամանակահատվածում ելքային լարման կորի հետագա ընթացքի կանխագուշակման վրա: Բերված են կանխագուշակման արտահայտությունները և կանխարման ալգորիթմի բլոկ-սխեման:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Копален Ф. И., Мустафа Г. М., Барегамян Г. В. Управление по вычисляемому процессу импульсным преобразователем с синусоидальным выходным напряжением. — Электротехника, 1981, № 11, с. 13—17.
2. А. С. 880186 (СССР). Способ управления преобразователем с широтно-импульсной модуляцией /Г. М. Мустафа, Г. В. Барегамян. Опубликовано В 11, 1981, № 11.