

ИНВЕРТОР С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Б. П. СОУСТИН, С. И. КОРОЛЕВ, А. Н. БАРКОВСКИЙ

(Представлена научно-техническим семинаром кафедры электрооборудования)

Наиболее узким местом на современном этапе развития частотно-управляемого привода переменного тока является инвертор. Причем в самом инверторе необходимо решить задачу регулирования выходного напряжения, надежной коммутации вентилей, генерирования реактивной мощности. Два последних вопроса решаются введением в схему конденсаторов и дополнительным усложнением схемы инвертора. Несмотря на актуальность этих вопросов, они в статье не рассматриваются, хотя и ждут своих исследователей.

Обычно для получения регулируемой частоты и напряжения используют схемы трансвертора, где в качестве регулятора напряжения используется управляемый выпрямитель. Имеются схемы, в которых источник постоянного тока неуправляем, а регулирование выходного напряжения осуществляется управлением относительной продолжительности включения очередного тиристора [1]. Однако количество управляемых вентилей здесь не меньше, чем в трансверторе. Схема [2] имеет лишь 8 тириستоров для получения трехфазного управляемого напряжения, однако она требует дополнительного источника постоянного напряжения для коммутации вентилей. Кроме того, в обеих схемах время, предоставляемое для восстановления управляющих свойств тиристорам, изменяется в функции тока нагрузки.

В предлагаемой схеме инвертора с питанием от нерегулируемого источника постоянного тока управление выходным напряжением осуществляется широтно-импульсным методом. Инвертор такого типа иногда называют импульсным, он обладает практической безынерционностью по частоте и напряжению, надежно коммутирует ток при любых допустимых нагрузках. Отличительная особенность схемы рис. 1, а — наличие прерывателя, который в определенные промежутки времени замыкает и размыкает цепь постоянного тока. Частота срабатывания прерывателя превышает в несколько раз выходную частоту инвертора и может быть как независимой, так и жестко с ней связанной.

Регулирование выходного напряжения в этой схеме осуществляется либо широтным, либо широтно-импульсным методом, который в дальнейшем будет называться частотно-импульсным, так как кроме изменения амплитуды выходного напряжения изменяется и частота. При широтном способе изменения выходного напряжения и связанном регулировании частота прерывателя превышает частоту выходного напря-

жения для мостового трехфазного инвертора в 6 раз, при частотно-импульсном регулировании — в $6n$ раз где n — число включений прерывателя за $\frac{2\pi}{3}$ периода выходного напряжения. Особый интерес представляет последний способ регулирования, так как кроме прочих преимуществ

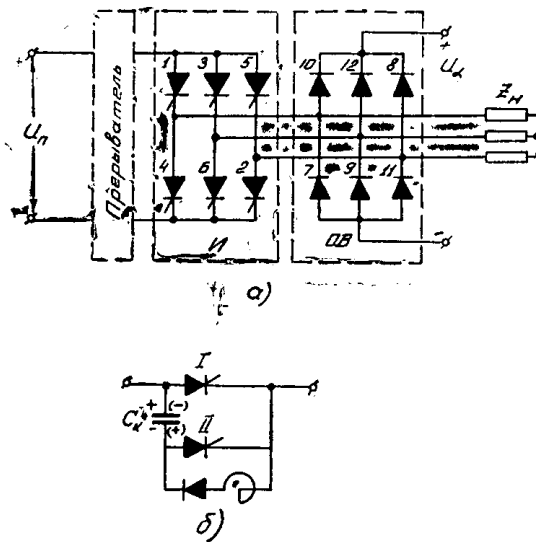


Рис. 1

при активно-индуктивной нагрузке введением специальных устройств или обратных связей возможно получить форму тока нагрузки, близкой к заданной, в частности, синусоидальной.

При исследовании схемы считается, что сопротивление тиристора в открытом состоянии равно нулю и в закрытом — бесконечности, коммутация тока происходит мгновенно, сопротивление источника питания равно нулю. Для прерывателя берется схема также на тиристорах [3] рис. 1, б. Схема исследуется лишь в течение $T/6$ периода, так как в течение каждого другого $T/6$ картина повторяется,

но для других фаз нагрузки. Этот интервал времени разбивается на 4 отрезка: t'_1 , открыты вентили I, 1, 2 и диод Д1, конденсатор C_K , который был заряжен до напряжения U_n и с полярностью, указанной на рис. 1, перезаряжается через индуктивность L и диод Д1, время t_1'' , в течение которого через тиристоры I, 1 и 2 протекает ток, определяемый параметрами источника питания и нагрузки; время t_2 , когда открывается тиристор II, и конденсатор C_K перезаряжается через нагрузку, закрывая все тиристоры, и время паузы t_3 , в течение которой в силовых элементах инвертора отсутствуют токи. При активной нагрузке решаются несложные дифференциальные уравнения для момента времени t_1 . Значения напряжения и токов в элементах схемы:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= i_L(t) = U_n \omega_0 C \sin \omega_0 t, \\ U_c(t) &= -U_L(t) = U_n \cos \omega_0 t, \\ i_n(t) &= \frac{U_n}{R}, \\ U_n(t) &= U_n, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $R = 2R_\Phi$.

Обязательным условием для следующего отрезка времени является $t_1 = t'_1 + t_1'' \geq \frac{\pi}{\omega_0} = \pi \sqrt{LC}$.

В случае необходимости для удовлетворения этого неравенства можно увеличить частоту ω_0 , однако это приведет к увеличению амплитуды зарядного тока согласно [1]. Увеличение частоты кроме того ограничивается длительностью импульса тока управления тиристора 1.

Для

$$\begin{aligned} i_c(t) &= i_L(t) = 0, \\ U_c(t) &= -U_n, \\ U_L(t) &= 0, \\ i_n &= \frac{U_n}{R}, \\ U_n &= U_n. \end{aligned} \quad (2)$$

Для следующего отрезка времени t_2 считается, что тиристор 1 закрылся мгновенно, тогда напряжение будет иметь вид

$$U_c(t) = U_n \left(1 - 2e^{\frac{-t}{RC}} \right), \quad (3)$$

$$i_c(t) = \frac{2U_n}{R} e^{\frac{-t}{RC}}.$$

Для определения параметров C и L необходимо знать время восстановления управляющих свойств тиристора $1t_b$. Задавшись временем, предоставляемым для восстановления управляющих свойств $t_0 \geq (2 \div 3) t_b$ из [3] при $U_c(t) = 0$ и $t = t_0$ находятся

$$C = \frac{t_0}{R \ln 2}, \quad (4)$$

$$L = \frac{R \ln 2}{1,2 \omega_0^2 \max t_0}.$$

Амплитудные значения токов:

а) через тиристор 1

$$I_{mI} = \frac{U_n}{R} (1 + \omega_0 RC), \quad (5)$$

в) через остальные тиристоры и нагрузку

$$I_{mII} = I_{mIII} = I_{mI} = \frac{2U_n}{R}. \quad (6)$$

Средние значения токов

$$I_{cpI} = \frac{6U_n}{TR} (t_1 + 2RC),$$

$$I_{cpII} = \frac{6U_n C}{T} \left(1 - e^{\frac{-t_2}{RC}} \right), \quad (7)$$

$$I_{cpI} = \frac{2U_n}{TR} \left[t_1 + RC \left(3 - e^{\frac{-t_2}{RC}} \right) \right],$$

$$I_{cpD_1} = \frac{12U_n C}{T}.$$

При работе на активно-индуктивную нагрузку процессы в прерывателе остаются неизменными, однако в этом случае выражение тока нагрузки имеет вид при $t = t_1$

$$i_n(t) = \frac{U_n}{R} \left(1 - e^{\frac{-t}{T}} \right), \quad (8)$$

где

$$T = \frac{L}{R}, \quad L_{\Phi_1} + L_{\Phi_2} = L.$$

Если индуктивность нагрузки такова, что в течение времени t_2 можно считать ток перезаряда конденсатора постоянным, то напряжение на конденсаторе изменяется линейно и будет иметь следующий вид:

$$U_c(t) = \frac{I_{mn} t}{C} - U_{\Pi}. \quad (9)$$

Учитывая выражение [3],

$$C = \frac{I_{mn}}{2U_{\Pi}} t_0,$$

так как считается, что конденсатор был заряжен до U_{Π} . Поскольку прерыватель закрылся мгновенно, то есть $t_2 \ll t_1$, то энергия, запасенная в индуктивностях нагрузки, должна поступать в какую-то цепь помимо прерывателя. На рис. 1 реактивная энергия нагрузки передается в дополнительный источник U_d . При наличии только одного источника постоянного тока необходимо включение развязывающих индуктивностей, как в обычных инверторах.

При частотно-импульсном регулировании напряжения выбор несущей частоты играет большую роль, так как при питании асинхронного двигателя потери в нем, вызванные наличием высших гармоник, и потери коммутации увеличиваются. В [4] рекомендуется выбирать из

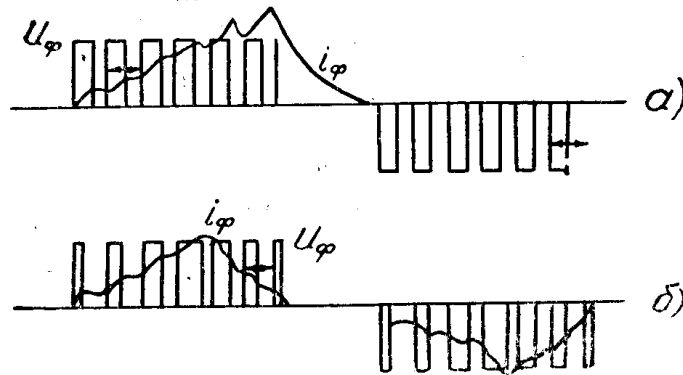


Рис. 2

условия равенства 1, 5, 7 гармоник при непрерывном и частотно-импульсном регулировании; считается, что это условие выполняется при $\frac{t_0}{t} > 12$.

Если любую серию импульсов с одинаковой длительностью рис. 2, а разложить в ряд Фурье, то напряжение на выходе

$$U = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t, \quad (10)$$

где

$$b_n = \frac{4U_{\Pi}}{\pi n} \sum_{m=1}^k \sin n\omega \alpha_m \sin n\omega \frac{\tau_m}{2}.$$

Здесь n — номер гармоники, m — номер импульса, τ_m — ширина m -го импульса, α_m — угловая координата очередного импульса.

При связанном регулировании и изменении f пропорционально изменяется f_0 , так что $\frac{f}{f_0} = \text{const}$ и содержание высших гармоник остается неизменными. При $K = \text{var}$ результирующая форма кривой может содержать пульсирующие гармоники и постоянную составляющую. Этот факт отдает предпочтение связанному регулированию. Кроме того, при связанном регулировании, изменяя определенным образом τ в функции α , возможно подавление высших гармоник.

Так, если m -й импульс будет иметь относительную длительность, пропорциональную интегралу синусоиды (рис. 2, б), то есть

$$\tau_m = \frac{\tau_{\max}}{2} \int_{\frac{m\pi}{K}}^{\frac{(m+1)\pi}{K}} \sin \theta d\theta = \frac{\tau_{\max}}{2} \left[\cos \frac{(m+1)\pi}{K} - \cos \frac{m\pi}{K} \right], \quad (11)$$

то в выходном напряжении исследуемого инвертора будут гармоники порядка $(i_k + 1)$, где i — целое число. Потери в двигателе, питающемся от инвертора с ШИМ, с такой системой управления практически не отличаются от потерь при питании от источника с выходным синусоидальным напряжением. Этот метод уменьшения высших гармоник без специальных схем подавления дает значительный эффект даже при однофазном выходе и весьма перспективен при создании частотно-управляемого привода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кремниевые управляемые вентили-тиристоры. Технический справочник. Под общей редакцией В. А. Лабунцова и А. Ф. Свиридова. М.—Л., «Энергия», 1964.
2. Mapham N. W. The Classification of SCR inverter circuits. «IEEE Internat. Convent. Rec.», 1964, 12, № 4.
3. L. Abraham, Neumann K., Koppelman F. Wechselrichter für Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren. AEG—Mitt., 1964, 54, N 1—2, S 89—106.
4. Т. А. Глазенок. Импульсное регулирование скорости вращения асинхронного двигателя. М., «Энергия», 1965.