

УДК 621.316.727

Ю.Г. Пономарев, Н.И. Присмотров, С.И. Охапкин**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ
РУЧНОГО ИНСТРУМЕНТА С ВЫСОКИМ
КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ**

Вятский государственный университет

В настоящее время в ручных электроинструментах для различных отраслей производства широко используются трехфазные асинхронные двигатели. Важным компонентом в составе электропривода ручного инструмента является преобразователь частоты. Преобразователи частоты могут стать причиной многих проблем при эксплуатации инструмента, например, дополнительных потерь электроэнергии, ухудшения качества напряжения. Статья посвящена разработке полупроводниковых преобразователей частоты электроприводов ручных инструментов с высокой эффективностью преобразования и передачи энергии. Основная идея заключается в коррекции коэффициента мощности путем применения преобразователя Кука с гальванической развязкой в звене постоянного тока преобразователя частоты. Показана возможность коррекции коэффициента мощности при единственном контуре регулирования преобразователя Кука, работающего в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе. В качестве метода управления рассмотрена частотно-импульсная модуляция, позволяющая ограничивать напряжение на силовом ключе в широком диапазоне изменения нагрузки. Показано, что использование данного метода в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе позволяет ограничить напряжение на элементах в широком диапазоне нагрузок.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, гальваническая развязка, корректор коэффициента мощности, преобразователь Кука, преобразователь частоты, ручной инструмент, частотно-импульсная модуляция.

1. Введение

Трехфазные асинхронные двигатели повышенной частоты получили широкое применение в ручных машинах, используемых в различных отраслях промышленности, сельского хозяйства, строительства, сферах коммунального хозяйства и быта. Как правило, это двухполюсные двигатели частотой 200 Гц. Основная масса двигателей и машин относится к классу защиты III на напряжения 36 и 42 В, предполагающего наличие гальванической развязки с питающей сетью.

Выпускаемые в настоящее время зарубежными и отечественными производителями полупроводниковые преобразователи частоты (ПЧ), предназначенные для систем регулируемого индивидуального электропри-

вода (ЭП), в силу своей функциональной избыточности и сложности имеют высокую стоимость, не соответствуют требованиям эксплуатации в составе ЭП ручного инструмента по конструктивному и климатическому исполнению, безопасности, техническим характеристикам и видам защит [1-3].

В силу указанных выше обстоятельств возникает необходимость в разработке полупроводниковых ПЧ для групповых и индивидуальных электроприводов средств малой механизации (СММ). При этом следует учитывать проблемы энергетики синтезируемых устройств, заключающиеся как в эффективности преобразования энергии, так и эффективности ее передачи по питающей сети.

Наличие на входе ПЧ нелинейных элементов – выпрямительного моста и накопительной емкости в звене постоянного тока – приводит к появлению высших гармоник, которые негативно влияют на состояние кабельных линий, вызывают дополнительные потери в силовых трансформаторах, могут являться причиной ухудшения качества питающего напряжения и вызывать сбои в работе электрооборудования и телекоммуникационных систем [4]. Допустимый уровень гармонических искажений сетевого тока определен в ГОСТ 30804.3.2-2013 «Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе)».

II. Структура ПЧ электроприводов СММ III класса защиты

На рис. 1 изображена структурная схема специализированного ПЧ с гальванической развязкой.

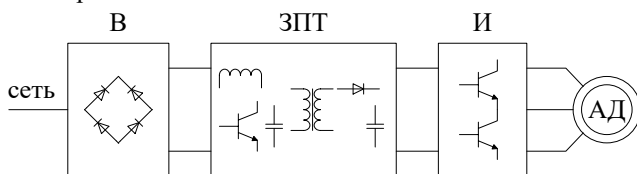


Рис. 1. Структурная схема ПЧ электропривода СММ

Питание ПЧ с мостовым неуправляемым выпрямителем (В) на входе происходит от однофазной сети. Звено постоянного тока (ЗПТ) должно выполнять следующие функции:

- регулировку и стабилизацию требуемого выходного напряжения звена постоянного тока, с учетом колебаний напряжения сети и падения напряжения в питающем кабеле;
- коррекцию коэффициента мощности потребляемой электроэнергии;
- гальваническую развязку с питающей сетью.

Инвертор (И) выполнен по классической трехфазной мостовой схеме. Регулирование скорости вращения вала двигателя машины, при необходимости, может достигаться путем регулирования напряжения на входе инвертора и частоты следования управляющих импульсов силовых ключей инвертора, равной частоте основной гармоники выходного напряжения при угле открытого состояния ключа равном 180 эл. градусам, по закону $U/f = \text{const}$. Применение данного подхода позволяет снизить коммутационные потери в силовых ключах инвертора и упростить его систему управления.

III. Звено постоянного тока

Классическим способом повышения коэффициента мощности, т.е. улучшения формы кривой потребляемого тока и синфазности его с напряжением, является применение повышающего преобразователя постоянного напряжения. Для его работы в режиме непрерывного тока управление силовым ключом должно производиться не только в функции выходного напряжения, но и в функции входных тока и напряжения. Таким образом, используются два канала обратной связи. Для обеспечения гальванической развязки, в данном случае возникает необходимость введения в ЗПТ дополнительно, как минимум, полумостового $DC-AC$ преобразователя напряжения с выпрямителем на его выходе.

Для реализации однофазных активных корректоров коэффициента мощности (ККМ) в составе ПЧ электроприводов СММ III класса защиты предлагается схемное решение, обеспечивающее минимальное количество элементов корректирующего устройства и узла гальванической развязки, а также простоту реализации системы управления, что позволяет минимизировать массогабаритные и стоимостные показатели. Заданным требованиям в большей степени соответствует повышающе-понижающий преобразователь Кука, схемы которого приведены на рис. 2.

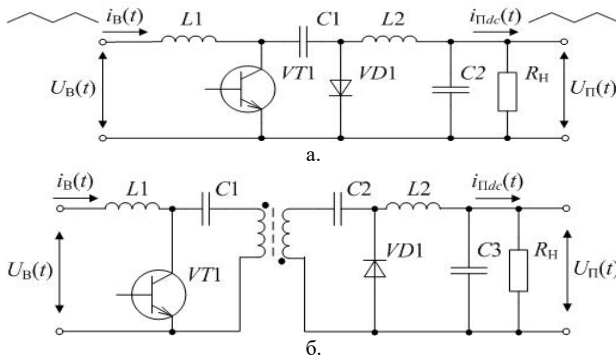


Рис. 2. Схемы преобразователей Кука: без гальванической развязки (а), с гальванической развязкой (б).

В перечне преимуществ применения импульсного преобразователя Кука в составе ЗПТ ПЧ для решения задач по увеличению коэффициента мощности и регулирования напряжения на входе инвертора можно отметить следующее:

- простота реализации управления преобразователем в функции ККМ с использованием ШИМ регулирования в функции выходного напряжения;
- малые пульсации входного тока благодаря присутствию $L1$, подобно импульсному повышающему преобразователю;
- требуется только один силовой ключ, таким образом, исключаются проблемы коммутации, которые возникают в схемах мостовых и полумостовых преобразователей;
- естественная защита силового ключа от короткого замыкания, связанная с присутствием емкостной развязки $C1$;
- возможность реализации дросселей $L1$ и $L2$ на одном сердечнике, что приводит к улучшению массогабаритных показателей;
- низкая стоимость при хороших массогабаритных показателях;
- простота реализации гальванической развязки [5, 6].

К недостаткам можно отнести:

- необходимость исключения условий способных вызвать резонанс в контуре $L1 - C1$, который может привести к значительному росту напряжения на емкости $C1$;
- необходимость использования конденсатора $C1$ с большим допустимым током и низким эквивалентным последовательным сопротивлением;
- протекание больших токов в силовом ключе $VT1$ и диоде $VD1$, которые равны сумме входного и выходного тока.

Схема преобразователя Кука (рис. 2 а) по своей сути представляет не что иное, как синтез однотактных импульсных преобразователей, повышающего и понижающего. Преобразователь может работать в режимах непрерывных токов и напряжения (РНТН), прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе (РПНК) или прерывистого тока дросселя (РПТД). В РНТН токи дросселей ($L1$, $L2$) и напряжение на конденсаторе $C1$ непрерывны во всем периоде коммутации. В РПНК напряжение на разделительном конденсаторе $C1$ падает до нуля на такте открытого состояния транзистора $VT1$, а токи дросселей непрерывны (рис. 3). В РНТД ток, протекающий через дроссель $L1$ или $L2$, носит прерывистый характер на такте закрытого состояния транзистора $VT1$ [7, 8].

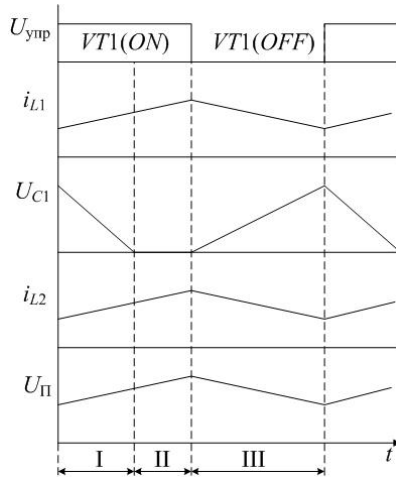


Рис. 3. Диаграммы токов и напряжений на реактивных элементах преобразователя Кука в РПНК

Длительность интервалов цикла работы преобразователя в режиме РПНК можно представить следующим образом: $t_1 = T_1 \cdot T_K$, $t_{II} = T_2 \cdot T_K$, $t_{III} = T_3 \cdot T_K$, где T_K – период коммутации транзистора $VT1$; T_1 , T_2 , T_3 – относительная продолжительность соответствующих интервалов, $T_1 + T_2 + T_3 = 1$.

Исходя из условий баланса токов и напряжений на дросселе $L2$ и конденсаторе $C1$, можно записать зависимости:

$$T_1 \cdot U_{C1\max} = 2 \cdot U_{\Pi}; \quad (1)$$

$$T_1 \cdot I_{L2} = T_3 \cdot I_{L1}. \quad (2)$$

Максимальное напряжение на конденсаторе $C1$ выразится как

$$U_{C1\max} = \frac{I_{L1}}{C1} \cdot T_3 \cdot T_K. \quad (3)$$

Подставив (3) и (2) в (1), используя условия энергетического баланса, коэффициент передачи по напряжению запишется:

$$K_U = \frac{U_{\Pi}}{U_B} = \frac{1}{1 - (T_1 + T_2)} \sqrt{\frac{2 \cdot C1 \cdot R_H}{T_K}}. \quad (4)$$

Из (4) можно получить выражение для входного сопротивления преобразователя в РПНК:

$$R_{\text{ВХ,РПНК}} = \frac{(1-D)^2}{2 \cdot C1 \cdot f_K}, \quad (5)$$

где D – скважность управляющих импульсов.

Анализ (5) показывает, что в РПНК преобразователь Кука выступает эквивалентом активной нагрузки на выходе выпрямителя. Поэтому в данном режиме работы преобразователя среднее значение входного тока дросселя $L1$ за период коммутации определяется входным напряжением. Следовательно, этот ток естественным образом следует за синусоидальной формой сетевого напряжения. Данное обстоятельство позволяет применять преобразователь Кука в РПНК для коррекции коэффициента мощности, при этом система управления преобразователем включает в себя единственную обратную связь по выходному напряжению [9, 10]. Следовательно, для указанных режимов работы возможно применение простого ШИМ управления.

Используя условия баланса напряжений на дросселе $L1$, максимальное напряжение на конденсаторе $C1$ может быть выражено:

$$U_{C1\text{max}} = \frac{2 \cdot U_B}{1 - (T_1 + T_2)}. \quad (6)$$

Из (4) видно, что максимальное время открытого состояния ключа $VT1$ соответствует минимальным значениям входного напряжения и величины нагрузки. Используя (4) и (6) получим:

$$C1 \geq \frac{4 \cdot T_K}{R_{\text{Hmin}}} \left(\frac{U_{\text{II}}}{U_{C1\text{max}}} \right)^2 = 4 \cdot T_K \frac{P_H}{U_{C1\text{max}}^2}, \quad (7)$$

или:

$$U_{C1\text{max}} \geq 2 \sqrt{\frac{T_K \cdot P_H}{C1}}, \quad (8)$$

где P_H – мощность нагрузки.

Выражение (8) показывает, что работа преобразователя Кука в режиме прерывистого напряжения с ШИМ регулированием, даже при не-

большом диапазоне изменения нагрузки, сопровождается значительными пиковыми напряжениями на разделительном конденсаторе $C1$.

Для снижения уровня напряжения на конденсаторе предлагается при работе в данном режиме применить метод частотно импульсной модуляции (ЧИМ). При ЧИМ регулировании происходит естественное ограничение энергии, запасаемой дросселем $L1$, что в свою очередь ведет к ограничению напряжения на конденсаторе $C1$. На рис. 4 приведены графики зависимости максимального напряжения на разделительном конденсаторе при ШИМ и ЧИМ управлении.

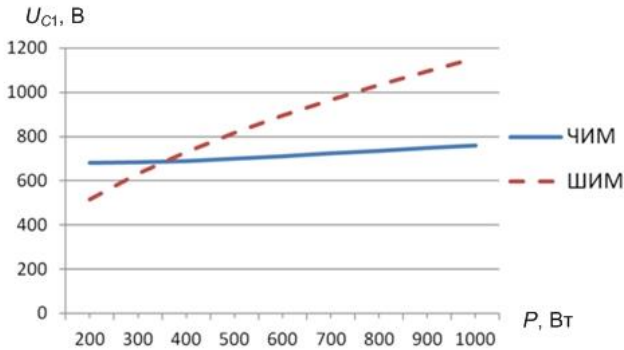


Рис. 4. Зависимость напряжения на разделительном конденсаторе от мощности нагрузки при ШИМ и ЧИМ

При расчете параметров дросселей и конденсатора необходимо исходить из условий поддержания непрерывного характера токов на входе и выходе преобразователя и прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе.

Граничное значение емкости конденсатора $C1$ определяется для минимальной нагрузки по выражению:

$$C1 = \frac{P_{\text{Hmin}}}{2 \cdot f_{\text{K}} \cdot \left(\sqrt{2 \cdot U_{\text{Bmax}} + U_{\text{II}}} \right)^2} \quad (9)$$

Величина индуктивности дросселя $L1$ определяется из условий обеспечения режима РНТ во всем диапазоне регулирования, поэтому величина половинных пульсаций тока не должна превышать величину входного тока при минимальной нагрузке. Исходя из этого условия, величина индуктивности дросселя $L1$ определяется уравнением:

$$L1 = \frac{1}{\mu_{\text{ВХ}} \cdot f_{\text{К}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{В}}^2}{P_{\text{Н}}} \right) \cdot \left(\frac{U_{\text{П}}}{U_{\text{В}} \cdot \sqrt{2} + U_{\text{П}}} \right), \quad (10)$$

где $\mu_{\text{ВХ}}$ – коэффициент пульсаций входного тока. Следует учитывать, что в качестве $U_{\text{В}}$ – действующего напряжения на выходе выпрямителя – следует брать минимальное значение заданного диапазона.

Значение индуктивности дросселя $L2$ рассчитывается из тех же условий и определяется выражением:

$$L1 = \frac{1}{\mu_{\text{ВЫХ}} \cdot f_{\text{К}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{В}}^2}{P_{\text{Н}}} \right) \cdot \left(\frac{U_{\text{П}}}{U_{\text{В}} \cdot \sqrt{2} + U_{\text{П}}} \right), \quad (11)$$

где $\mu_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент пульсаций выходного тока.

Величина фильтрующей емкости $C2$ рассчитывается исходя из допустимого уровня пульсаций выходного напряжения при максимальной мощности потребления по выражению:

$$C2 = \frac{P_{\text{Н}}}{2 \cdot \omega_{\text{С}} \cdot \mu_{\text{У}} \cdot U_{\text{П}}^2}, \quad (12)$$

где $\mu_{\text{У}}$ – коэффициент пульсаций выходного напряжения; $\omega_{\text{С}}$ – круговая частота питающей сети.

При переходе от бестрансформаторной схемы преобразователя Кука к схеме с гальванической развязкой (рис. 2 б), основываясь на принципах энергетического баланса, выражения для расчета выходного напряжения, значений емкостей разделительных конденсаторов $C1$ и $C2$, а также индуктивности дросселя $L2$ примут следующий вид:

$$U_{\text{П}} = \frac{U_{\text{В}} \cdot (N2/N1) \cdot D}{(1-D)}; \quad (13)$$

$$C1 = \frac{C1_{\text{ГР}} \cdot C2_{\text{ГР}} \cdot (N2/N1)^2}{C1_{\text{ГР}} + C2_{\text{ГР}} \cdot (N2/N1)^2}; \quad (14)$$

$$L2_{\text{ГР}} = \frac{L2}{(N2/N1)^2}, \quad (15)$$

где $M1$ и $N2$ – число витков соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора; индекс «гр» указывает на параметр элемента схемы с гальванической развязкой.

IV. Заключение

В статье предложен вариант реализации однофазного преобразователя частоты для электроприводов ручного инструмента на базе высокоскоростных асинхронных двигателей. Преобразователь Кука в звене постоянного тока позволяет обеспечить коэффициент мощности не менее 0,95 при единственном контуре регулирования по выходному напряжению и гальваническую развязку с питающей сетью. Запирание силового ключа преобразователя напряжения, работающего в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе, осуществляется при нулевом напряжении, что приводит к снижению коммутационных потерь. Использование метода частотно-импульсной модуляции при управлении преобразователем Кука в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе позволяет ограничить напряжение на элементах в широком диапазоне нагрузок.

© Пономарев Ю.Г., 2018

© Присмотров Н.И., 2018

© Охалкин С.И., 2018

Библиографический список

- [1] Охалкин С.И., Присмотров Н.И., Пономарев Ю.Г., Корякин С.А. Специализированные преобразователи частоты для питания ручного инструмента с улучшенными энергетическими показателями // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП -2014. В 2-х томах. Саранск, 2014. Т.2. С. 241-246.
- [2] Пономарев Ю.Г., Разработка энергоэффективных объектно-ориентированных преобразователей частоты для питания ручного инструмента на базе асинхронного двигателя // Труды IX международной (XX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2016. Пермь, 2016. С. 466-469.
- [3] Присмотров Н.И. Групповые электроприводы машин средств малой механизации по системе ПЧ-АД // Электротехника. 2013. № 8. С. 24-29.
- [4] Григорьев О. Высшие гармоники в сетях электроснабжения 0,4 кВ // Новости электротехники. 2003. № 1. С. 18-19.
- [5] Cuk S. and Middlebrook R.D., A New Optimum Topology Switching DC To DC Converter // IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1977. P. 160-179.
- [6] Middlebrook R.D. and Cuk S., Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter // IEEE PESC, 1978. P. 256-264.

- [7] Tse C. K., Zero-order switching networks and their applications to power factor correction in switching converters // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, no. 8, pp. 667-675, 1997.
- [8] Tse C. K., Chow M. H. L. A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction // Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol. 2, pp. 1415-1421, 1998.
- [9] Simonetti D.S.L., Sebastian J., dos Reis F.S., Uceda J. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode // IECON Conf. Proc., 1992, pp. 283-288.
- [10] Spiazzi G., Mattavelli P. Design criteria for power factor preregulators based on SEPIC and Cuk converters in continuous conduction mode // Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, vol. 2, pp. 1084-1089, 1994.

Yu.G. Ponomarev, N.I. Prismotrov, S.I. Ohapkin

CONVERTER FOR POWER SUPPLY OF ELECTRIC HAND POWER TOOLS WITH HIGH POWER FACTOR

Vyatka State University
Kirov, Russia

Abstract. At present, three-phase asynchronous motors are widely used in hand-held power tools for various industries. An important component in the electric drive of a hand tool is a frequency converter. Frequency converters can cause many problems during the operation of the instrument, for example, additional power losses, deterioration of voltage quality. The article is devoted to the development of semiconductor frequency converters for electric drives of hand tools with high efficiency of energy conversion and transmission. The main idea is to correct the power factor by applying a cuk converter with galvanic isolation in the DC link of the frequency converter. The possibility of power factor correction is shown with a single control circuit of the cuk converter operating in an intermittent voltage mode on a coupling capacitor. Pulse – frequency modulation is considered as a control method, which allows limiting the voltage on the power switch in a wide range of load variation. It is shown that the use of this method in the discontinuous voltage mode on the coupling capacitor allows one to limit the voltage on the elements in a wide range of loads.

Keywords: asynchronous motor, Cuk converter, frequency converter, galvanic isolation, hand tool, power factor corrector, pulse-frequency modulation.

References

- [1] S.I. Ohapkin, N.I. Prismotrov, Y.G. Ponomarev and S.A. Koryakin. Specialized frequency converters for power supply of manual electric tools with the improved

- power characteristics // in proc. ICEPDS 2014, Saransk, Russia, vol. 2. pp. 241-246. 2014.
- [2] Y.G. Ponomarev. Design of power effective specialized frequency converters for power supply of manual electric tools on the basis of the induction motor // in proc. ICEPDS 2016. Perm, Russia, pp. 466-469, 2016.
- [3] N.I. Prismotrov and Y.G. Ponomarev. Group electric drives of machines of small – scale mechanic means with the FC-IM system // Russian Electrical Engineering, vol. 84. no. 8. pp. 431-436, 2013.
- [4] O. Grigoriev. Ultraharmonics in the electrical network 0,4 kV // Electrical engineering news, no. 1, pp. 18-19, 2003.
- [5] S. Cuk and R.D. Middlebrook. A New Optimum Topology Switching DC To DC Converter// in proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 160-179, 1977.
- [6] R.D. Middlebrook and S. Cuk. Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter // in proc. IEEE PESC, pp. 256-264, 1978.
- [7] C.K. Tse. Zero-order switching networks and their applications to power factor correction in switching converters // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44., no. 8, pp. 667-675, 1997.
- [8] C.K. Tse and M.H.L. Chow. A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction // in proc. Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol. 2, pp. 1415-1421, 1998.
- [9] D.S.L. Simonetti and J. Sebastian, F. S. dos Reis, J. Uceda. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode // in proc. IECON Conf. Proc., pp. 283-288, 1992.
- [10] G. Spiazzi and P. Mattavelli. Design criteria for power factor preregulators based on SEPIC and Cuk converters in continuous conduction mode // in proc. Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1994 IEEE, vol. 2, pp. 1084-1089, 1994.