

РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ В ЗВЕНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Шавёлкин А. А., Мирошник Д. Н.

Донецкий национальный технический университет

sha@dgtu.donetsk.ua

Классическая структура преобразователя частоты (ПЧ): выпрямитель – автономный инвертор напряжения (АИН) при использовании векторной ШИМ (SVPWM) обеспечивает управление асинхронным двигателем (АД) при питании ПЧ непосредственно от сети 0.4 кВ (без согласующего трансформатора). Возможности современного частотного электропривода делают заманчивым применение АД там, где традиционно применялся двигатель постоянного тока. Это касается тягового электропривода и других применений при питании от аккумуляторной батареи или других источников постоянного тока. Но здесь возникает проблема – необходимость согласования напряжений ПЧ и АД. Решение возможно при использовании специального АД на пониженное напряжение, использование АД на стандартное напряжение 380В (660В) предполагает повышение напряжения. В [1] предложено и обосновано решение с повышающим импульсным преобразователем (ИП) на входе АИН. При этом ток АИН и его мощность снижаются пропорционально напряжению. По потерям в схеме ПЧ такой вариант равноценен схеме с низковольтным АД. Вместе с тем, практически не исследован вопрос формирования выходного напряжения, притом, что ИП может быть выполнен с постоянным (максимальным) выходным напряжением $U_{DCном}$, когда функция регулирования напряжения возложена на АИН или с регулированием выходного напряжения ИП. В последнем случае имеем комбинированное управление - АИН обеспечивает синусоидальность напряжения, а амплитуду регулирует ИП, на низких частотах регулирование напряжения осуществляет АИН.

Цель работы: исследование принципов формирования выходного напряжения ПЧ с повышающим ИП в звене постоянного тока.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- сопоставить возможные алгоритмы управления по гармоническому составу выходного напряжения;
- оценить пульсации тока АД и потери мощности в двигателе и ПЧ при этом.

Вопрос о реализуемости регулирования напряжения ИП с учетом требований предъявляемых системой электропривода является предметом отдельного исследования и выходит за рамки данной статьи.

Основные результаты работы. В качестве основных алгоритмов управления выходным напряжением АИН в соответствии с выходной частотой f_1 рассмотрим вариант $U_{DC} = U_{DCном} = const$ при регулировании коэффициента модуляции $K_\mu = 0.1 + I$, а также вариант амплитудного управления при регулировании $U_{DC} = (0.1 + I) U_{DCном}$ с постоянным коэффициентом модуляции $K_\mu = 1$.

При этом оба алгоритма предполагают возможность использования как векторной, так и синусоидальной ШИМ. В связи с этим был выполнен анализ гармонического состава линейного напряжения АИН. Для коэффициента гармоник THD получены следующие выражения:

$$THD_{(sin\ pwm)} = \frac{\sqrt{0.55 - 0.37K_\mu}}{0.612\sqrt{K_\mu}}; \quad THD_{(svpwm)} = \frac{\sqrt{0.64 - 0.5K_\mu}}{0.707\sqrt{K_\mu}}$$

Таким образом, при изменении $K_\mu = (0.1 + I)$, коэффициент гармоник $THD_{(sin\ pwm)} = 3.7 \div 0.69$, а $THD_{(svpwm)} = 3.43 \div 0.53$. Следовательно при синусоидальной ШИМ и при векторной ШИМ THD растет с уменьшением K_μ , а значит при $K_\mu = 1$ (номинальный режим работы АИН) достигается наименьшее влияние высших гармоник на форму выходного напряжения АИН. При этом коэффициент гармоник не зависит от основной частоты f_1 и частоты модуляции f_μ , а также их соотношения. В номинальном режиме работы преобразователя $THD_{(svpwm)} < THD_{(sin\ pwm)}$, следовательно, дальнейший анализ работы АИН целесообразно производить только для векторной ШИМ.

Рассмотрим влияние коэффициента модуляции на величину пульсаций тока статора АД. Для этого, рассмотрим работу АИН, который питает АД для нескольких положений вектора напряжения статора U_s . Для каждого из этих положений можно рассматривать АИН как импульсный преобразователь постоянного напряжения при работе на R-L нагрузку (АД). При этом фазное напряжение:

$$u_{\phi АИН} = Ke_2 + i_s R_s + L_\sigma \frac{di_s}{dt}$$

где R_s – активное сопротивление статора АД; $L_\sigma = L_{\sigma s} + KL_{\sigma r}$ – индуктивность рассеяния АД; K – коэффициент приведения ротора, e_2 – ЭДС ротора.

Фазное напряжение $u_{\phi АИН}$ имеет полигармонический характер и его можно представить в виде:

$$u_{\phi АИН} = U_{\phi ср} + u_{\phi н}$$

где $U_{\phi ср} = 0,866 K_{\mu} 2/3 U_{DC} \cos \theta_s$ – среднее значение фазного напряжения на нагрузке (постоянное для данного угла θ_s); $u_{\phi н}$ – высокочастотное импульсное напряжение (сумма высших гармоник), которое вызывает пульсации тока статора АД.

Полагаем, что ток изменяется по линейному закону (при $f_{\mu} > 1$ кГц допущение справедливо), следовательно:

$$u_{\phi н} = u_{\phi АИН} - U_{\phi ср} \approx L_{\sigma} \frac{di_s}{dt} \Rightarrow i_s = \frac{1}{L_{\sigma}} \int (u_{\phi АИН} - U_{\phi ср}) dt$$

Принцип формирования $u_{\phi н}$ и i_s показан на рис. 1, из которого следует что размах пульсаций i_s на интервале нарастания (убывания) определяется:

$$\Delta I_s = \frac{1}{L_{\sigma}} \int_{t_1}^{t_2} (u_{\phi АИН} - U_{\phi ср}) dt \quad (1)$$

где $(t_2 - t_1)$ – время нарастания (убывания) тока.

При этом амплитуда пульсаций i_s относительно среднего значения $I_{ср}$: $\Delta I_{sm} = \Delta I_s / 2$.

В каждом из шести секторов [2], ключи в фазах АИН формируют амплитуду и фазу пространственного вектора U_s , попеременно включаясь к двум из шести базовых векторов ($U_1 - U_6$), ограничивающих сектор, и одному из двух нулевых состояний схемы. Относительные длительности нахождения схемы АИН в состояниях, определяющих смежные базовые сектора γ_1 и γ_2 и нулевой вектор γ_0 :

$$\gamma_1 = K_{\mu} \sin(\pi/3 - \theta_s); \gamma_2 = K_{\mu} \sin(\theta_s); \gamma_0 = 1 - \gamma_1 - \gamma_2 \quad (2)$$

Переход к временным интервалам (2) иллюстрирует рис. 1. При этом используется треугольное напряжение единичной амплитуды (ТНЕА) с частотой f_{μ} . Определение амплитуды пульсаций тока статора за период ТНЕА, возможно при рассмотрении (1) для каждого положения пространственного вектора U_s с учетом того, что $U_{\phi ср}$ изменяется от амплитудного значения ($\theta_s = 0^\circ$) до нуля ($\theta_s = 90^\circ$) с цикличностью $1/4$ периода:

$$\left. \begin{aligned} U_{\phi ср} > \frac{1}{3} U_{DC} &\Rightarrow \Delta I_{sm} = \frac{1}{2L_{\sigma}} \left(\frac{2}{3} U_{DC} - U_{\phi ср} \right) t_1, \\ U_{\phi ср} \leq \frac{1}{3} U_{DC} &\Rightarrow \Delta I_{sm} = \frac{1}{2L_{\sigma}} \left[\left(\frac{2}{3} U_{DC} - U_{\phi ср} \right) t_1 + \left(\frac{1}{3} U_{DC} - U_{\phi ср} \right) t_2 \right] = \frac{1}{2L_{\sigma}} U_{\phi ср} t_0, \\ U_{\phi ср} < \frac{1}{3} U_{DC} &\Rightarrow \Delta I_{sm} = \frac{1}{2L_{\sigma}} \left(\frac{1}{3} U_{DC} - U_{\phi ср} \right) t_1, \end{aligned} \right\} \theta_s = [0^\circ; 60^\circ]$$

$$\left. \begin{aligned} U_{\phi ср} < \frac{1}{3} U_{DC} &\Rightarrow \Delta I_{sm} = \frac{1}{2L_{\sigma}} \left(\frac{1}{3} U_{DC} - U_{\phi ср} \right) t_1, \end{aligned} \right\} \theta_s = [60^\circ; 90^\circ]$$

где $t_1 = \gamma_1 T_m$, $t_2 = \gamma_2 T_m$, $t_0 = \gamma_0 T_m$, $T_m = 1/f_{\mu}$ – период ТНЕА.

Выражения (3) определяют абсолютное значение ΔI_{sm} . Исключив из них U_{DC} , $f_{\mu}(T_m)$, L_{σ} можно перейти к базисному значению ΔI_{sm}^* (рис.2), которое можно использовать для расчета реальной амплитуды пульсаций тока статора.

Потери в стали АД при неизменной амплитуде пульсаций тока статора определяются [3]:

$$\Delta P_{СТ(n)} \approx \Delta P_{СТ(ном)} \left[\frac{\Psi_{mn}}{\Psi_{mном}} \right]^2 \left(\frac{f_{\mu}}{50} \right)^{1.3} \approx \Delta P_{СТ(ном)} \left[\frac{\Delta I_{sm}}{I_{sm_ном}} \right]^2 \left(\frac{f_{\mu}}{50} \right)^{1.3} \times$$

$$\times \left\{ \frac{K^2 L_{\sigma}^2 \sigma}{L_m^2 \cos^2 \varphi_H + K^2 L_{\sigma}^2 \sin^2 \varphi_H} \right\} = f(\Delta I_{sm}^2) = f(\Delta I_{sm}^{*2}) \quad (4)$$

где $\Delta P_{СТ(ном)}$ – значение потерь в стали машины, питающейся синусоидальными напряжениями и токами частотой 50 Гц; Ψ_{mn} , $\Psi_{mном}$ – соответственно амплитуды главного потока сцепления фазы АД: его модуляционное и номинальное значения в воздушном зазоре; $I_{sm_ном}$ – амплитуда номинального значения тока статора; L_{σ} – индуктивность рассеяния ротора; L_m – индуктивность намагничивания; φ_H – номинальное значение угла нагрузки. Таким образом, потери в стали при постоянной нагрузке однозначно определяются значением $(\Delta I_{sm}^*)^2$. В нашем случае значение ΔI_{sm}^* за период выходной частоты зависит от θ_s . Поэтому для (4) будем использовать среднее значение квадрата пульсаций тока $(\Delta I_{sm}^*)_{cp}^2$ за четверть периода основной гармоники $\theta_s = [0^\circ; 90^\circ]$:

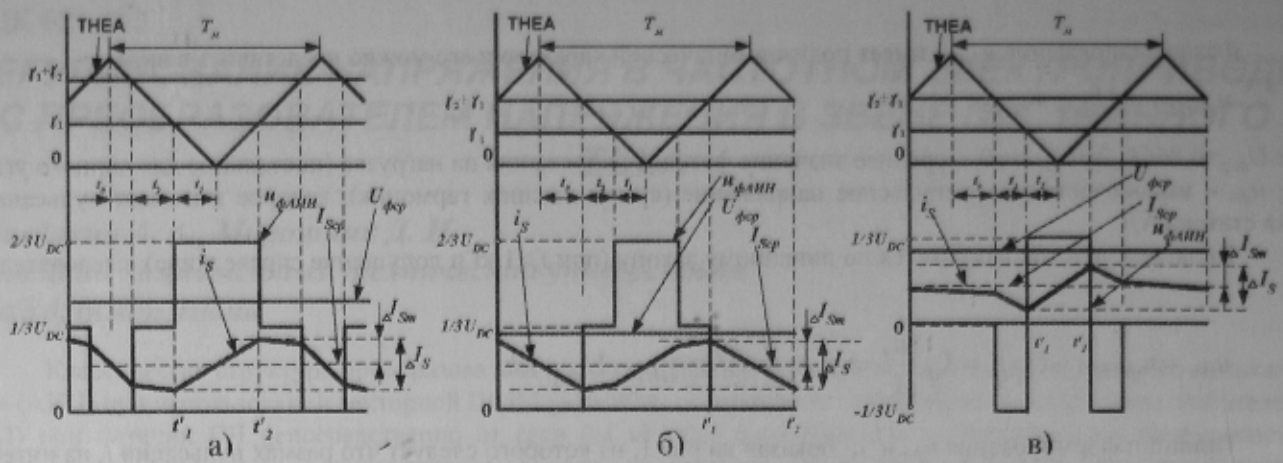


Рисунок 1 - Временные диаграммы работы АИН с векторной ШИМ:
 а) $U_{fcp} > 1/3 U_{DC}$; $\theta_s = [0; 60^\circ]$; б) $U_{fcp} \leq 1/3 U_{DC}$; $\theta_s = [0; 60^\circ]$; в) $U_{fcp} \leq 1/3 U_{DC}$; $\theta_s = [60^\circ; 90^\circ]$.

$$(\Delta I_{sm})_{cp}^2 = (\Delta I_{sm}^*)_{cp}^2 \left[\frac{U_{DC}}{2L_{\sigma} f_{\mu}} \right]^2 = \frac{\sum_{z=1}^n (\Delta I_{sm}^*)_{cp}^2}{n} \left[\frac{U_{DC}}{2L_{\sigma} f_{\mu}} \right]^2 \quad (5)$$

$$\text{где } \Delta I_{sm}^* = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{2}{3} - \frac{2}{3} 0.866 K_{\mu} \cos \Theta_s \right) \gamma_1, \text{ если } U_{fcp} > \frac{1}{3} U_{DC}, \Theta_s = [0^\circ; 60^\circ] \\ \left(\frac{2}{3} 0.866 K_{\mu} \cos \Theta_s \right) \gamma_0, \text{ если } U_{fcp} \leq \frac{1}{3} U_{DC}, \Theta_s = [0^\circ; 60^\circ] \\ \left(\frac{1}{3} - \frac{2}{3} 0.866 K_{\mu} \cos \Theta_s \right) \gamma_1, \Theta_s = [60^\circ; 90^\circ] \end{array} \right\} - \text{базисное значение пуль-}$$

саций тока статора за период THEA (рис.2); $n=90$ – количество интервалов изменения θ_s , за которые происходит усреднение потерь.

Зависимость $(\Delta I_{sm}^*)_{cp}^2 = f(K_{\mu})$ (рис.3, кривая 1) после аппроксимации (рис.3, кривая 2) может быть сведена к выражению:

$$(\Delta I_{sm}^*)_{cp}^2 = (0.0898 K_{\mu}^4 - 0.1865 K_{\mu}^3 + 0.0855 K_{\mu}^2 + 0.0220 K_{\mu} - 0.0016) \quad (6)$$

Полученная зависимость (6) дает возможность оценки потерь в стали при питании АД от АИН с векторной ШИМ в рабочем диапазоне регулирования K_{μ} (от 0.1 до 1). В частности работа АИН при $K_{\mu}=1$ обеспечивает потери меньше, чем при регулировании $K_{\mu}=1 \pm 0.32$ (рис.3).

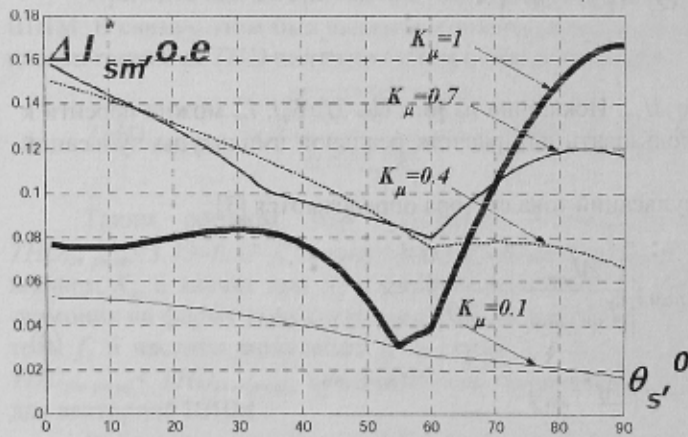


Рисунок 2 – Зависимость ΔI_{sm}^* от θ_s при разных K_{μ}

При амплитудном регулировании выходного напряжения АИН (рис.3, кривая 3) с помощью ИП ($U_{DC} = (0.1+1) U_{DC_{ном}} = K_{\mu} U_{DC_{ном}}$) когда $K_{\mu}=1$, снижаются пульсационные потери в стали АД (например при $K_{\mu}=0.32$, потери уменьшаются в 9 раз).

Это важно с учетом того, что тяговый привод предусматривает длительную работу с пониженной скоростью. При этом в номинальном режиме пульсации тока статора и, соответственно, дополнительные потери в стали одинаковы.

Наличие пульсаций тока обуславливает дополнительные потери в меди [3]. Для их расчета можно использовать аналогичный подход:

$$P_{меди(n)} \approx (\Delta I_{sm})^2 \delta (R_s + k^2 R_r) = (\Delta I_{sm})_{cp}^2 \left(\frac{f_{\mu}}{50} \right) \left(\frac{1}{12} \right) (R_s + K^2 R_r) = \left(\frac{U_{DC}}{2L_{\sigma} f_{\mu}} \right)^2 (0.0898 K_{\mu}^4 - 0.1865 K_{\mu}^3 + 0.0855 K_{\mu}^2 + 0.0220 K_{\mu} - 0.0016) \left(\frac{f_{\mu}}{600} \right) (R_s + K^2 R_r) \quad (7)$$

Анализ (7) показывает уменьшение потерь в обмотках АД при использовании амплитудного управления

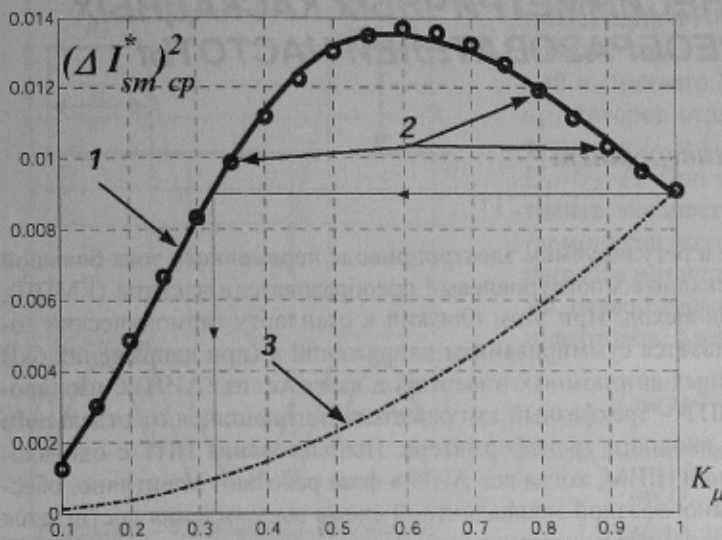


Рисунок 3 – Зависимость $(\Delta I_{sm}^*)^2$ от K_μ : 1 – векторная ШИМ (расчет); 2 – векторная ШИМ (аппроксимация); 3 – $K_\mu=1$, регулирование U_{DC} с помощью импульсного преобразователя (изменяется $K'_\mu = U_{DC} / U_{DCном}$)

потери не зависят от K_μ . В то время при амплитудном регулировании выходного напряжения АИН за счет изменения напряжения на его входе с $K_\mu=1$ и $K'_\mu=0.1 \div 1$ – статические потери постоянны, а динамические потери – уменьшаются пропорционально K'_μ . И если в ключах АИН статические потери равны динамическим, при регулировании $U_{DC}=(0.1 \div 1)U_{DCном}$ с постоянным $K_\mu=1$ можно уменьшить потери АИН в 1.7 раз. При этом в ключе ИП при амплитудном регулировании статические потери снижаются на 20% (уменьшается продолжительность включенного состояния транзистора и увеличивается диода) в сравнении с вариантом, когда ИП работает при максимальном напряжении $U_{DCном}$ и, соответственно, в 5.5 раз динамические потери за счет уменьшения напряжения U_{DC} в K'_μ раз. Кроме того, при амплитудном регулировании уменьшается частота коммутации ключа ИП $f_{кит} = f_{кит(ном)}(K'_\mu - 0.1)/(0.9K'_\mu)$, что сводит к минимуму динамические потери ключа, а также пульсационные потери в дросселе.

Выводы. Амплитудное управление при использовании векторной ШИМ и неизменном коэффициенте модуляции напряжения, когда регулируется напряжение на входе АИН, обеспечивает постоянный гармонический состав ($THD=const$) на выходе преобразователя. Как результат, в процессе регулирования значительно снижаются амплитуда пульсаций тока, а также зависящие от нее пульсационные потери АД. Кроме того, при амплитудном управлении возможно уменьшить потери в силовых ключах АИН в 1.7 раза, а также значительно уменьшить потери в ИП.

Предметом дальнейших исследований является реализуемость регулирования напряжения ИП исходя из определяемых системой электропривода требований качества и быстродействия, а также адаптация современных принципов построения систем автоматического регулирования к комбинированному управлению.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шавёлкин А.А., Мирошник Д.Н. Преобразователь частоты с промежуточным звеном повышенного напряжения при питании от аккумуляторной батареи // Наукові праці ДонНТУ. Серія «Електротехніка та Енергетика», випуск 67, Донецьк: ДонНТУ, 2003 – 204с.
2. В.І. Костенко, Шавьолкін О.О., «Перетворювальна техніка». Навчальний посібник. – Донецьк. ДонНТУ, 2006.- 232с.
3. Г.Г. Пивняк., Волков О.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. Монография. - Днепропетровск. Національний гірничий університет, 2006.-470 с.

при регулировании $K'_\mu=0.1 \div 1$. При этом пульсационные потери в меди АД при использовании векторной ШИМ будут равны номинальным ($K_\mu=1$).

В выражениях (5,7), потери обратнопропорциональны частоте f_μ , и в случае ее увеличения потери в АД можно свести до минимума. Однако при этом значительно увеличиваются динамические потери в ключах АИН (производители рекомендуют использовать $f_\mu=2.5-4$ Гц), что делает невозможным уменьшение потерь в АД.

Потери в АИН при использовании векторной ШИМ включают в себя статические (падение напряжения на ключах) и динамические (потери при переключении). При регулировании $U_{вых}$ за счет изменения $K_\mu=0.1 \div 1$, происходит перераспределение нагрузки между транзистором и встречно включенным диодом, сопротивления которых соотносятся между собой как 5:4. Таким образом, статические потери ключей АИН уменьшаются от 1 до 0.93 от номинального значения. При этом динамические