

КОДОВОЕ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ
ДЛЯ ИНВЕРТОРОВ

Габариты силового фильтра инвертора, во многом определяющие его массогабаритные характеристики, зависят от качества напряжения, которое формируется на выходе мостового коммутатора. Качество этого многоимпульсного напряжения определяется величиной коэффициента гармоник ($k_{г\text{ вх}}$) либо коэффициента режекции гармоники (k_N).

Многоимпульсные напряжения с улучшенным спектральным составом можно сформировать многими способами. Среди них существуют два способа, наиболее эффективно реализуемых с помощью современной элементной базы. Это режимы кодового широтно-импульсного регулирования (ШИР-КД) и режим модуляции ступенчатым напряжением, аппроксимирующим синусоидальное.

Режим кодового широтно-импульсного регулирования

Напряжение режима кодового широтно-импульсного регулирования (ШИР-КД) – это многоимпульсное напряжение, состоящее из импульсов одинаковой длительности и одинаковой по абсолютной величине амплитуды. Амплитуда основной гармоники такого напряжения регулируется одинаковым равномерным изменением длительностей всех импульсов, а его спектральный состав на этапе синтеза определяется взаимным расположением импульсов на половине периода частоты основной гармоники. Такие напряжения удобно обозначать следующим образом: ШИР-КД $N_1, N_2/p$, где N_1 и N_2 – номера первых, не исключенных высших гармоник, а p – число импульсов на четверти периода частоты основной гармоники. Условие синтеза напряжений режима ШИР-КД для исключения N гармоник во всем диапазоне регулирования амплитуды основной гармоники имеет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^S \sin(\beta_i) \neq 0 \\ \sum_{i=1}^S \sin(3\beta_i) \rightarrow 0 \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^S \sin(N\beta_i) \rightarrow 0 \end{array} \right. ,$$

где β_i – координата центра i -го импульса.

Общий случай напряжения режима ШИР-КД показан на рис. 91.

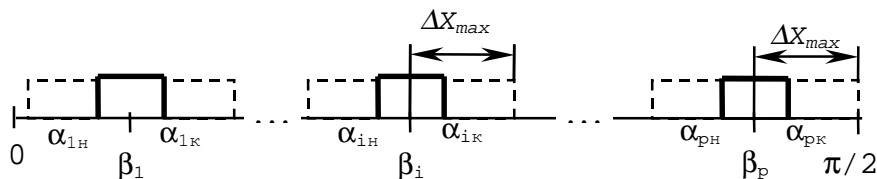


Рис. 1. Обобщенная форма напряжения режима ШИР-КД

Такая функция может быть представлена в следующем виде:

$$f(\omega_1 t) = \begin{cases} 0, \omega_1 t \notin [\alpha_{i'}; \alpha_{ih}] \\ 1, \omega_1 t \in [\alpha_{i'}; \alpha_{ih}]. \end{cases}$$

Разложим приведенную функцию в ряд Фурье:

$$f(\omega_1 t) = a_0 + \sum_{q=1}^{\infty} [a_q \cos(q\omega_1 t) + b_q \sin(q\omega_1 t)],$$

где ω_1 – частота основной гармоники;

q – номер гармоники.

a_0, a_q, b_q – коэффициенты Фурье (в силу четвертьволновой симметрии приведенной функции $a_0 = 0$, а $b_q = 0$ для всех четных q).

$$\begin{aligned} b_q &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega_1 t) \sin(q\omega_1 t) dt = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^p [\cos(q\alpha_{ih}) - \cos(q\alpha_{i'})] = \\ &= \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^p \left[\sin\left(q \frac{\alpha_{ih} - \alpha_{i'}}{2}\right) \cdot \sin\left(q \frac{\alpha_{ih} + \alpha_{i'}}{2}\right) \right], \end{aligned}$$

где α_{ih} – координата начала i -го импульса;

$\alpha_{i'k}$ – координата конца i -го импульса;

p – число импульсов на четверти периода частоты основной гармоники;

$q = 1, 3, 5, \dots, 2n+1$

$n = 1, 2, 3, \dots$

Таким образом, амплитуду любой гармоники напряжения режима ШИР-КД можно определить по следующей формуле:

$$A_q = \frac{8}{\pi q} \sin\left(\frac{q\pi k_p \Delta X_{\max}^*}{a_s}\right) \sum_{i=1}^p \sin\left(\frac{q\pi\beta_i^*}{a_s}\right)$$

где: $\Delta X_{\max} = \frac{\alpha_{ih} - \alpha_{i'}}{2}$ – половина максимальной длительности любого импульса, т.е.

$$\Delta X_{\max} = \min \left\{ \frac{(\beta_i - \beta_{i-1})}{2}; \pi - \beta_p \right\};$$

ΔX_{\max}^* – половина максимальной относительной длительности импульсов ($\Delta X_{\max}^* = \Delta X_{\max} / a_s$);

$$\beta_i = \frac{\alpha_{i'} + \alpha_{ih}}{2} \text{ - координата центра } i\text{-го импульса;}$$

β_i^* – относительная координата i -го импульса ($\beta_i^* = \beta_i / a_s$);

a_s – число участков аппроксимации, т.е. число отрезков, на которое разделена половина периода основной гармоники;

$k_p = 0 \dots 1$ – коэффициент регулирования.

Коэффициент регулирования – это отношение величины опорного напряжения ($U_{оп}$) к амплитуде пилообразного напряжения ($U_{п}$), независимо от формы пилообразного напряжения, (рис. 2):

$$k_p = U_{оп} / U_{п}$$

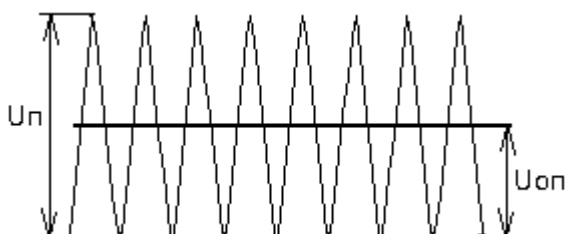


Рис. 2. К определению k_p

Наиболее существенное влияние на массу и габариты выходного фильтра инвертора оказывают низшие из высших гармонических составляющих. Напряжения режима ШИР-КД позволяют исключать низшие из высших гармоник при минимальном числе импульсов на половине периода частоты основной гармоники во всем диапазоне регулирования выходного

напряжения инвертора. Известно, что увеличение числа импульсов на половине периода частоты основной гармоники позволяет при равномерной модуляции их длительностей дополнительно ослабить высшие гармоники во всем диапазоне регулирования, сохраняя структуру спектрального состава напряжения. Напряжения, полученные за счет увеличения числа импульсов без изменения структуры спектрального состава, будем называть избыточными.

Таблица 1.

№ п/п	Название режима	Число импульсов (р) на $\pi/2$	Номера N_1, N_2 первых неисключенных гармоник	Координаты импульсов β_i^*	ΔX_{max}^*	a_s
1.	ШИР-КД 5,7/1	1	5, 7	2	1	6
2.	ШИР-КД 5,7/2*	2	5, 7	3, 5	1	12
3.	ШИР-КД 7,11/2	2	7, 11	7, 13	2	30
4.	ШИР-КД 7,11/4*	4	7, 11	6,8,12,14	1	30
5.	ШИР-КД 7,11/2	2	7, 11	1,11	4	30
6.	ШИР-КД 7,11/4*	4	7, 11	-1,3,9,13	2	30
7.	ШИР-КД 7,11/5*	5	7, 11	4,8,10,12,14	1	30
5.	ШИР-КД 11,13/4	4	11, 13	16,-26,44,86	19	210
6.	ШИР-КД 11,13/4	4	11, 13	4,46,74,94	11	210
7.	ШИР-КД 11,13/4	4	11, 13	-8,22,62,92	13	210
8.	ШИР-КД 11,13/4	4	11, 13	32,-38,52,88	17	210
9.	ШИР-КД 11,13/35*	35	11, 13	4,6,26,...,36, 46,...,62, 68,...104	1	210
10.	ШИР-КД 11,13/34*	34	11, 13	16,...,20, 36,...,48, 56,...,68, 72,...,104	1	210

Результаты синтеза параметров напряжений режима ШИР-КД, а также их избыточных вариантов (число импульсов превышает число исключаемых гармоник) приведены в таблице 1. Знак "-" перед координатой центра импульса означает, что данный импульс имеет противоположную полярность на интервале $0 \dots \pi/2$. Звездочками (*) помечены варианты режимов ШИР-КД с избыточным числом импульсов за половину периода основной гармоники (избыточные режимы). Координаты центров импульсов β_i^* и половины максимальных длительностей импульсов ΔX_{max}^* также приведены в таблице в относительных единицах.

Дальнейшее увеличение числа импульсов на половине периода выходного напряжения приведет к существенному увеличению частоты коммутации силовых ключей мостового коммутатора и, следовательно, к увеличению потерь в силовой части инвертора.

Анализ спектрального состава синтезированных напряжений режима ШИР-КД проведен с помощью следующего соотношения:

$$A_q^*(k_p) = \frac{|A_q(k_p)|}{A_1(k_p)}.$$

Результаты выведены в относительных единицах, для большей наглядности, поскольку величины всех высших гармоник нормированы относительно величины основной гармоники при соответствующем коэффициенте регулирования (k_p).

Кроме того для расчета параметров выходного фильтра инвертора необходимо определить коэффициент гармоник k_r многоимпульсного напряжения, который определяется как:

$$k_{r_{ex, \zeta}} = \frac{\sqrt{\sum_{q=3,5,\dots}^{101} A_q^2}}{A_1} = \sqrt{\sum_{q=3,5,\dots}^{101} A_q^{*2}},$$

а также коэффициент режекции гармоники, определяемый по формуле:

$$k_N = \frac{N^2}{k_\zeta},$$

где N - номер первой, не исключенной высшей гармоники.

Анализ показал, что учет более чем 101 гармоники при расчете k_r и k_N не дает существенного увеличения точности.

Применение напряжений режима ШИР-КД с избыточным числом импульсов за половину периода основной гармоники позволяет существенно ослабить амплитуды низших из высших гармоник во всем диапазоне регулирования амплитуды основной гармоники.

Одним из существенных достоинств напряжений режима ШИР-КД является простота их реализации цифро-аналоговыми методами с помощью как однофазного, так и трехфазного мостового коммутатора. На рис. 3...6 приведены формы напряжений режима ШИР-КД, наиболее часто используемых как в однофазных, так и в трехфазных мостовых инверторах, а также их спектральные составы и коэффициенты режекции в зависимости от коэффициента регулирования.

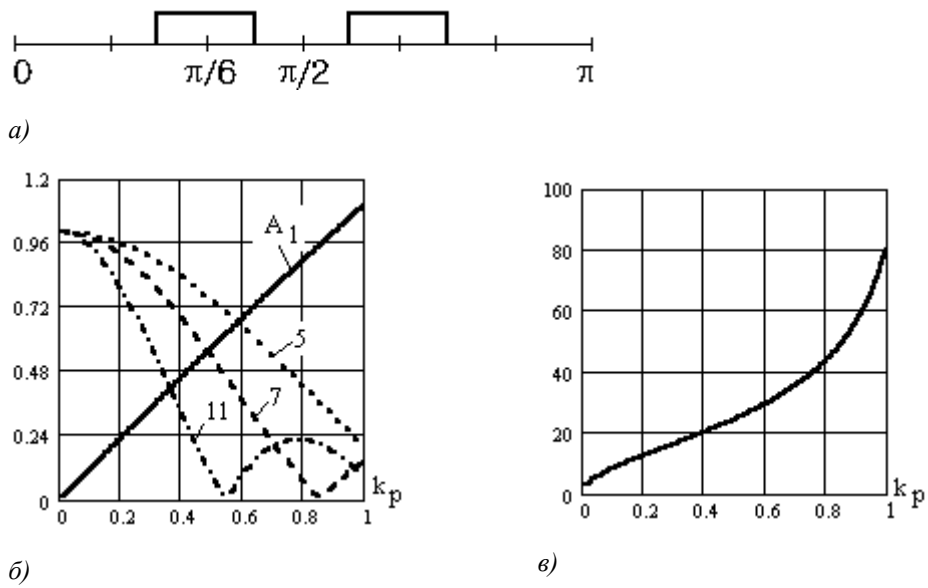


Рис. 3. Форма напряжения (а), спектральный состав (б) и коэффициент режескции (в) напряжения режима ШИР-КД 5,7/1

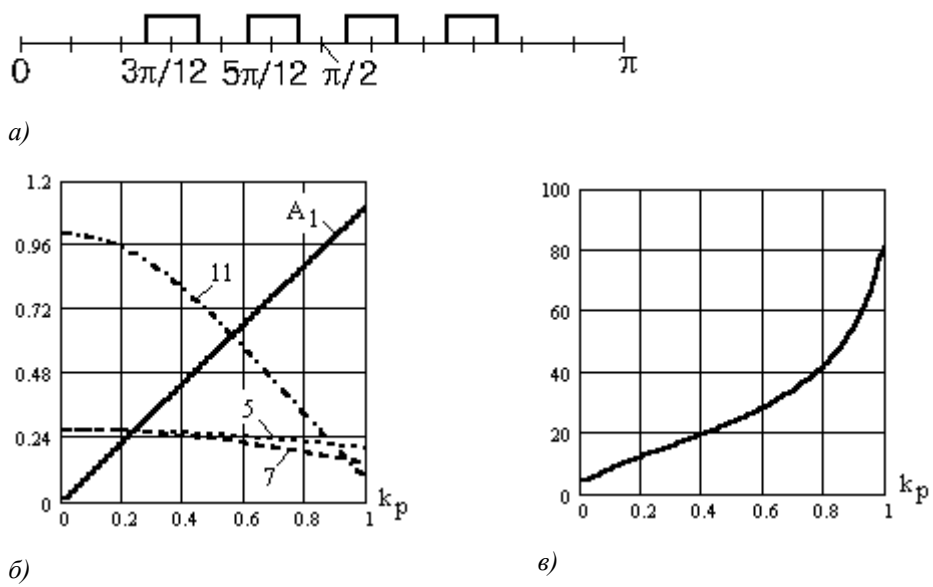
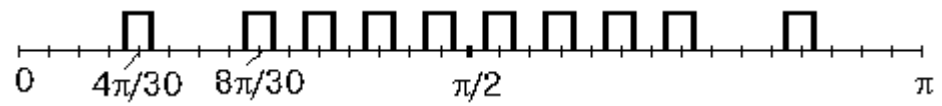
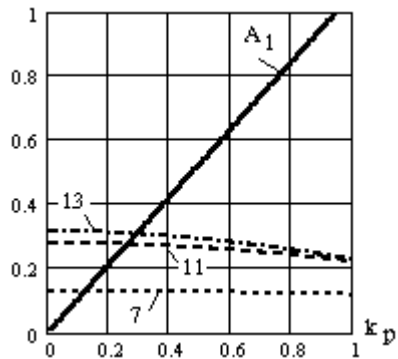


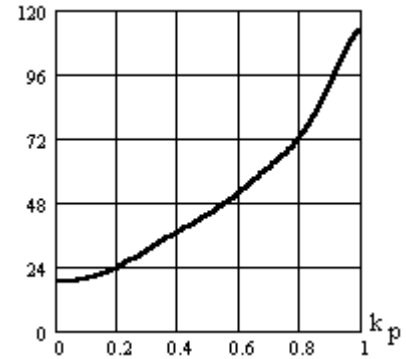
Рис. 4. Форма напряжения (а), спектральный состав (б) и коэффициент режескции (в) напряжения режима ШИР-КД 5,7/2



a)

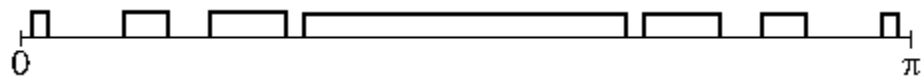


б)

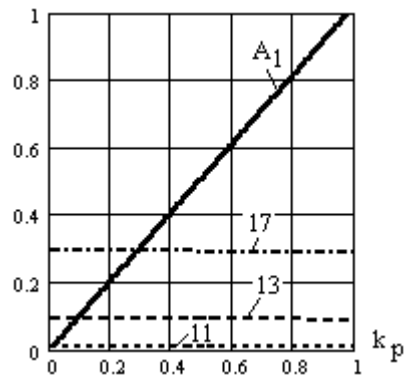


в)

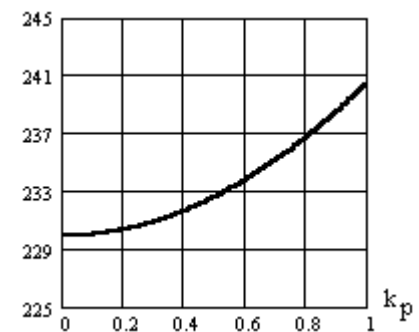
Рис. 5. Форма напряжения (а), спектральный состав (б) и коэффициент режекции (в) напряжения режима ШИР-КД 7,11/5



a)



б)



в)

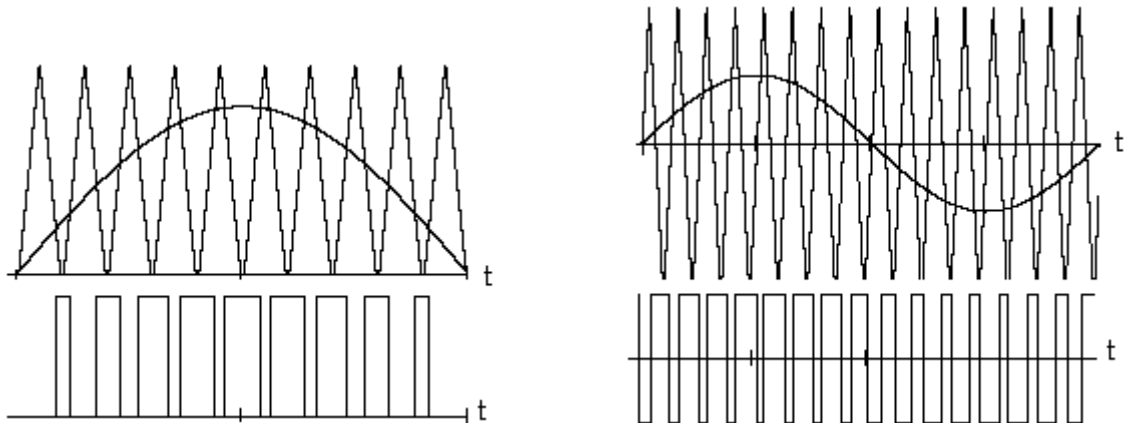
Рис. 6. Форма напряжения при $k_p = 1$ (а), спектральный состав (б) и коэффициент режекции (в) напряжения режима ШИР-КД 11,13/35

Синусоидальная широтно-импульсная модуляция

Эффективным способом формирования напряжения с улучшенным спектральным составом является синусоидальная модуляция длительности импульсов. Аналитический метод, разработанный для низкочастотных усилителей в классе Д – это использование двойных рядов Фурье для функций двух переменных. В этом случае импульсы напряжения формируются в момент сравнения высокочастотного напряжения (несущая частота ω_n) и низкочастотного (модулирующая частота Ω). Строго говоря, эти две функции не являются независимыми – они функции одной переменной времени t . При интегрировании принимается, что низкочастотная составляющая не изменяется за период высокой частоты. Результирующая ошибка тем меньше, чем больше отличаются несущая и модулирующая частоты ($\omega_n \gg \Omega$).

У инверторов с синусоидальным выходным напряжением выходная частота, соответствующая основной гармонической составляющей (Ω_1) – постоянная. Среди различных высокочастотных напряжений наилучший спектральный состав выходного напряжения получается в случае использования сигналов треугольной формы и синхронизации начальных моментов несущего и модулирующего сигналов.

При этом возможны два основных алгоритма работы мостового коммутатора. В первом случае формируется напряжение, однополярное в течение половины периода основной гармоники – однополярная ШИМ (рис. 7). Во втором случае формируется двухполярное напряжение – двухполярная ШИМ (рис. 8), т.е. в любой момент времени диагональ моста подключена к источнику питания.



Спектральный состав для напряжения с однополярной ШИМ можно определить по формуле:

$$U_m(n) = \frac{4E_n}{\pi n} \sum_{i=1}^p (\cos n\alpha_{in} - \cos n\alpha_{ik}),$$

а для напряжения с двухполярной ШИМ – по формуле:

$$U_m(n) = \frac{4E_n}{\pi n} \left[-1 + 2 \sum_{i=1}^p (\cos n\alpha_{in} - \cos n\alpha_{ik}) \right], \text{ где}$$

$U_m(n)$ – амплитудное значение n -ой гармоники,

E_n – напряжение питания,

$\alpha_{ин}, \alpha_{ик}$ – координаты начал и концов импульсов,

p – число импульсов за четверть периода основной гармоники,

$n = 1, 3, 5, \dots$

При достаточно большом отношении несущей и модулирующей частот – $N = \omega_n / \Omega_1$ – спектральный состав напряжения режима ШИМ имеет регулярный характер. Так для однополярной ШИМ типовой спектральный состав с учетом первой группы учитываемых гармонических составляющих, необходимых для расчета силового однозвенного LC -фильтра приведен на рис. 9. Он состоит из четырех гармонических составляющих, имеющих кратности $N-3, N-1, N+1, N+3$. Например, при кратности $N = 24$, первая учитываемая гармоническая составляющая имеет номер $n = 21$ и для выходной частоты 50 Гц составляет 1050 Гц, а, для частоты 400 Гц составляет 8400 Гц. При этом амплитуды гармонических составляющих практически не зависят от кратности частот, а определяются величиной коэффициента регулирования (k_p). В таблице 3 приведены относительные значения учитываемых гармонических составляющих для различных значений кратности частот в зависимости от коэффициента регулирования. Данные, приведенные в таблице 2, можно использовать для практических расчетов при любых кратностях частот, например при кратности $N = 24$.

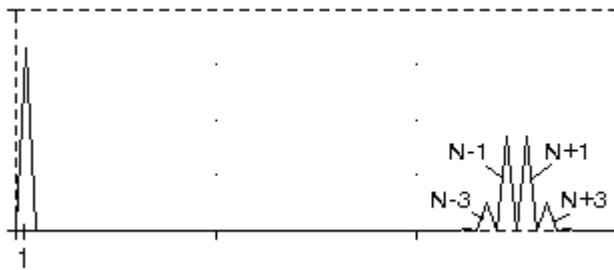


Рис. 9. Типовой спектр импульсного напряжения при однополярной ШИМ

При этом амплитуды гармонических составляющих практически не зависят от кратности частот, а определяются величиной коэффициента регулирования (k_p). В таблице 3 приведены относительные значения учитываемых гармонических составляющих для различных значений кратности частот в зависимости от коэффициента регулирования. Данные, приведенные в таблице 2, можно использовать для практических расчетов при любых кратностях частот, например при кратности $N = 24$.

ности $N = 24$.

На рис. 100 приведен типичный спектральный состав напряжения при двухполярной ШИМ, а в таблице

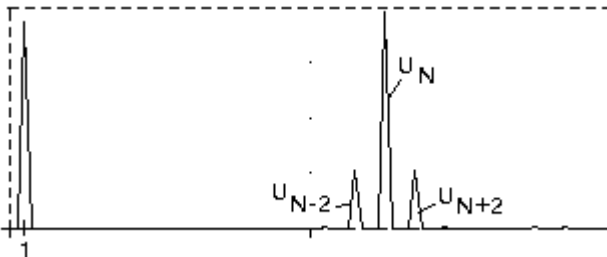


Рис. 10. Типовой спектр напряжения при двухполярной ШИМ

2 приведены относительные значения амплитуд учитываемых гармонических составляющих. И в данном случае для расчета силового фильтра можно использовать понятие обобщенного спектрального состава напряжений, номера гармонических составляющих которых определяются отношением несущей и модулирующей частот, а их амплитуды – коэффициентом регулирования.

Для обоих случаев амплитуда первой гармонической составляющей определяется по формуле $U_m(1) = k_p E_n$. Кроме того, характерным для обоих режимов является увеличение относительного значения амплитуд учитываемых гармоник при уменьшении коэффициента регулирования.

Таблица 2.

Кратность частот N=24

k_p	U_{mN-3} / U_{m1}	U_{mN-1} / U_{m1}	U_{mN+1} / U_{m1}	U_{mN+3} / U_{m1}	U_{m1}
0,2	0,015	0,94	0,94	0,015	0,1978
0,4	0,06	0,81	0,81	0,06	0,3952
0,6	0,12	0,62	0,62	0,12	0,5924
0,8	0,17	0,39	0,39	0,17	0,7901
1,0	0,21	0,18	0,18	0,21	0,9877

Кратность частот N=52

k_p	U_{mN-3} / U_{m1}	U_{mN-1} / U_{m1}	U_{mN+1} / U_{m1}	U_{mN+3} / U_{m1}	U_{m1}
0,2	0,016	0,94	0,94	0,016	0,1978
0,4	0,06	0,81	0,81	0,06	0,3952
0,6	0,12	0,62	0,62	0,12	0,5924
0,8	0,17	0,39	0,39	0,17	0,7901
1,0	0,21	0,18	0,18	0,21	0,9877

Кратность частот N=100

k_p	U_{mN-3} / U_{m1}	U_{mN-1} / U_{m1}	U_{mN+1} / U_{m1}	U_{mN+3} / U_{m1}	U_{m1}
0,2	0,016	0,95	0,95	0,016	0,1978
0,4	0,06	0,81	0,81	0,06	0,3952
0,6	0,12	0,62	0,62	0,12	0,5924
0,8	0,174	0,39	0,39	0,174	0,7901
1,0	0,21	0,18	0,18	0,21	0,9877

Таблица 3.

Кратность частот N=25

k_p	U_{mN-2} / U_{m1}	U_{mN} / U_{m1}	U_{mN+2} / U_{m1}	U_{m1}	$k_{\Gamma}, \%$
0,2	0,078	6,2	0,077	0,194	663
0,4	0,151	2,88	0,153	0,3876	319
0,6	0,218	1,68	0,218	0,5875	200
0,8	0,275	1,02	0,275	0,775	134
1,0	0,318	0,601	0,318	0,969	90

Кратность частот N=51

k_p	U_{mN-2} / U_{m1}	U_{mN} / U_{m1}	U_{mN+2} / U_{m1}	U_{m1}	$k_r, \%$
0,2	0,079	6,22	0,078	0,194	663
0,4	0,152	2,88	0,152	0,3877	319
0,6	0,219	1,68	0,219	0,5816	200
0,8	0,275	1,02	0,275	0,7749	134
1,0	0,318	0,601	0,318	0,9693	90

Кратность частот N=101

k_p	U_{mN-2} / U_{m1}	U_{mN} / U_{m1}	U_{mN+2} / U_{m1}	U_{m1}	$k_r, \%$
0,2	0,081	6,26	0,074	0,192	663
0,4	0,153	2,88	0,152	0,3872	319
0,6	0,217	1,67	0,221	0,5827	200
0,8	0,276	1,02	0,274	0,7764	134
1,0	0,317	0,601	0,318	0,9693	90

Широтно-импульсная модуляция ступенчатым напряжением

Синусоидальная широтно-импульсная модуляция позволяет сформировать напряжение с улучшенным спектральным составом. При этом лучший спектральный состав напряжения при одинаковом числе импульсов получается в случае использования в качестве высокочастотного сигнала напряжения треугольной формы и использовании двусторонней однополярной модуляции.

Координаты импульсов получаются в результате решения трансцендентных уравнений.

Использование в качестве модулирующих напряжений вместо синусоидального сигнала ступенчатых напряжений, аппроксимирующих синусоидальное, также позволяет получать напряжения с улучшенным спектральным составом. Кроме того, такие напряжения позволяют осуществить более простую аппаратную реализацию, особенно для режимов регулирования (стабилизации) амплитуды основной гармонической составляющей.

В общем виде выражение для определения амплитуды любой гармонической составляющей при широтно-импульсной модуляции, полученной в результате сравнения ступенчатого и треугольного (пилообразного) напряжений, когда ступенчатое напряжение аппроксимирует синусоидальное по номеру первой низшей из высших гармонических составляющих, можно записать в виде:

$$A_q = \frac{8}{\pi q} \sum_{i=1}^s \sin \left\{ q \cdot k_p \frac{0,25\beta_i \sin\left(\frac{i\pi}{s+1}\right) \cos[0,25(1+(-1)^s]}{\cos^2(0,5\beta_i)} \right\} \sin\left(q \frac{i\pi}{s+1}\right),$$

где q - номер гармонической составляющей;

k_p - коэффициент регулирования ($0 < d \leq 1$);

s - число импульсов на четверти периода основной частоты.

На рис. 11 приведен вариант формирования напряжения при использовании ступенчатого модулирующего

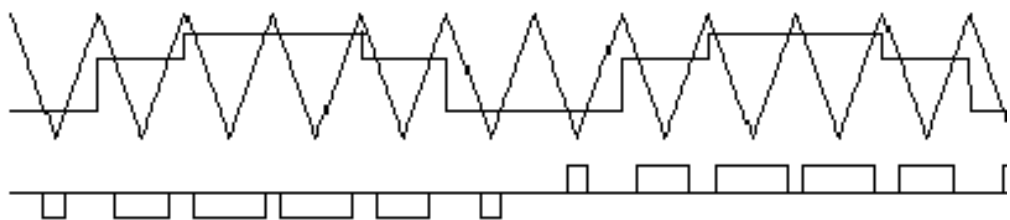


Рис.11. Режим ШИМ-СТ-6

щего напряжения с нулевой ординатой и формированием напряжения с нечетным числом импульсов за половину периода частоты основной гармоники. На рис. 12 приведены зависимости амплитуд гармонических составляющих от коэффициента регулирования.

На рис.13 приведен вариант формирования напряжения с использованием ступенчатого модулирующего напряжения без нулевой ординаты и с четным числом импульсов за половину периода частоты основной гармоники, а на рис.14 зависимости амплитуд гармонических составляющих от коэффициента регулирования.

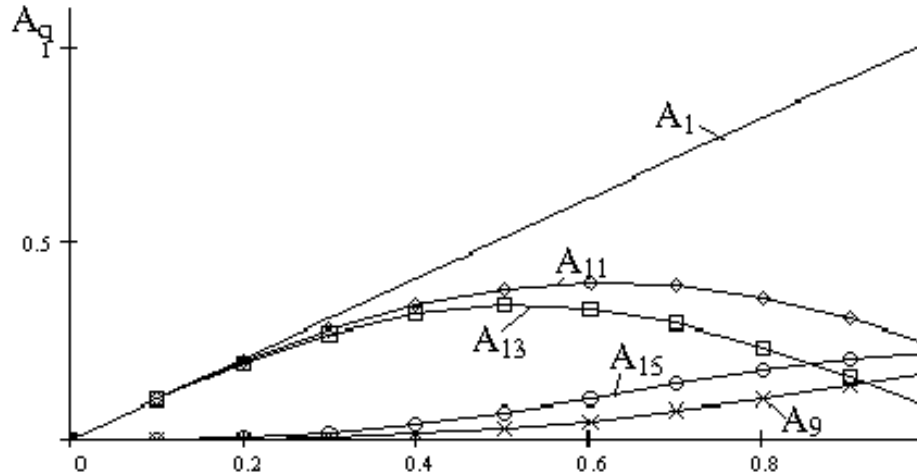


Рис. 12. Спектральный состав режима ШИМ-СТ-6

На рис. 15 и 17 приведены варианты формирования напряжений с одинаковым числом импульсов за половину периода частоты основной гармоники ($s = 12$), но с различной аппроксимацией синусоидального напряжения ступенчатым. Несмотря на одинаковое число импульсов, анализ спектральных составов этих напряжений показывает их существенные различия. Так, если в первом случае (рис. 15) номер низшей из высших гармонических составляющих $N=21$, то при использовании аппроксимирующего напряжения рис. 17, номер низшей из высших гармонических составляющих $N=13$, что, соответственно, будет влиять на массо-объемные характеристики силового фильтра.

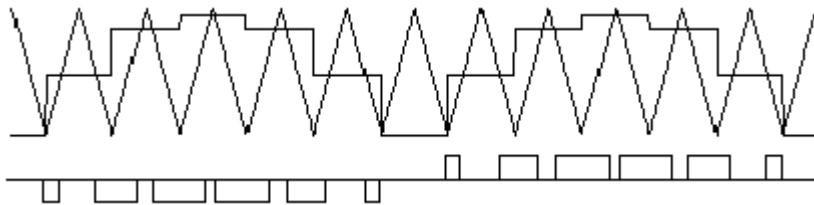


Рис. 13. Режим ШИМ-СТ-5

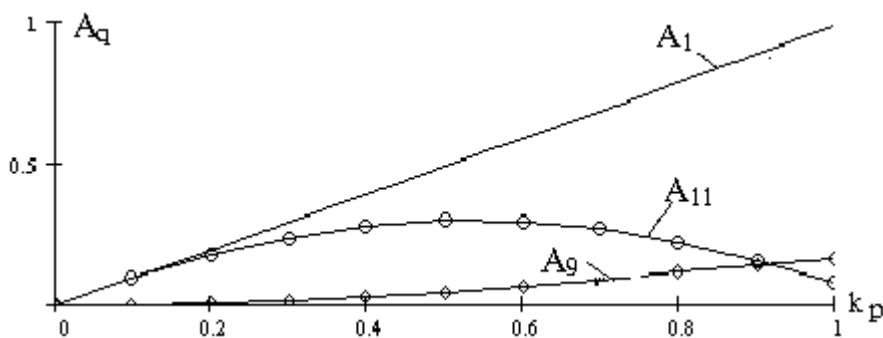


Рис. 14. Спектральный состав режима ШИМ-СТ-5

Используя общий характер модуляции при использовании ступенчатых напряжений вида рис. 15 с числом импульсов более 8 за половину периода частоты основной гармоники, для определения величин амплитуд учитываемых гармонических составляющих, необходимых при расчете инвертора, можно использовать данные рис. 16, заменив амплитуду A_{21} на амплитуду с номером $2s-3$ (A_{2s-3}), амплитуду A_{25} - на A_{2s-1} , и, соответственно, A_{25} - на A_{2s+1} , а A_{27} - на A_{2s+3} .

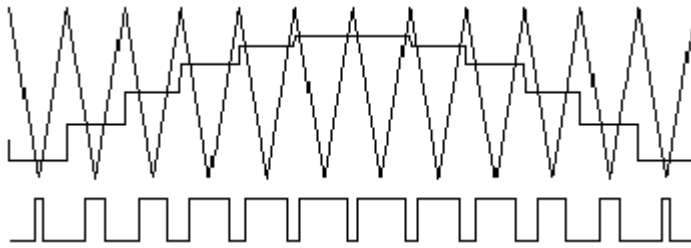


Рис.15. Режим ШИМ-СТ-12-1

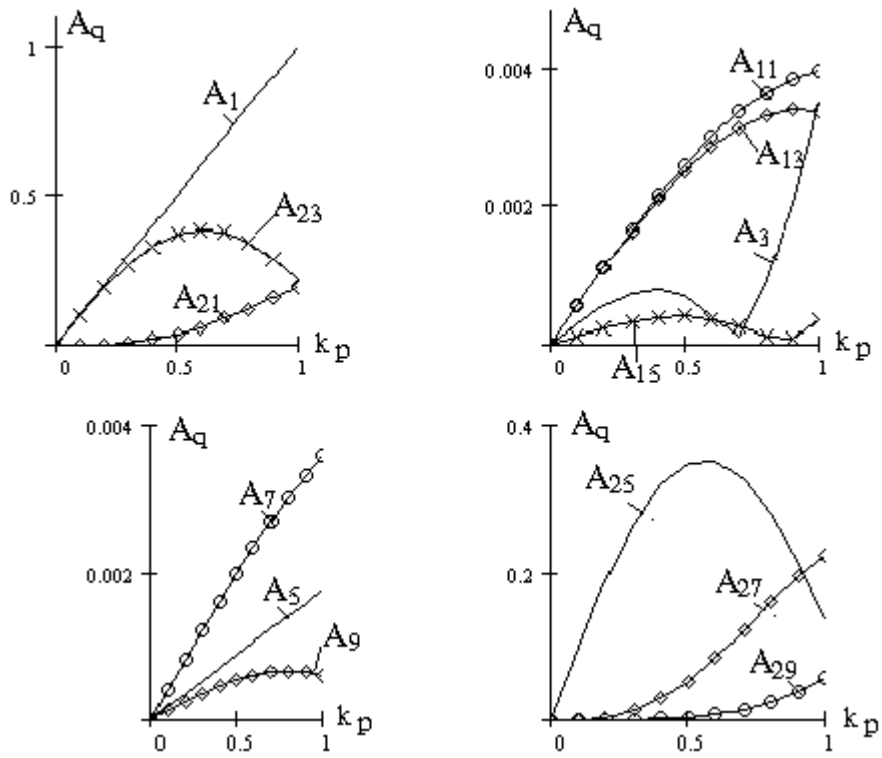


Рис.16. Спектральный состав режима ШИМ-СТ-12-1

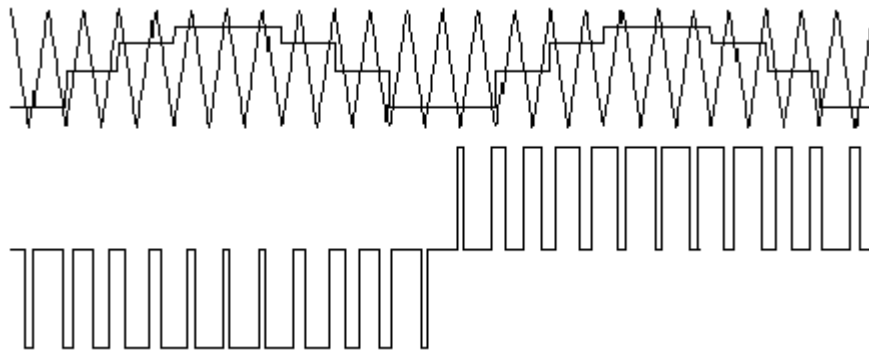


Рис.17. Режим ШИМ-СТ-12-2

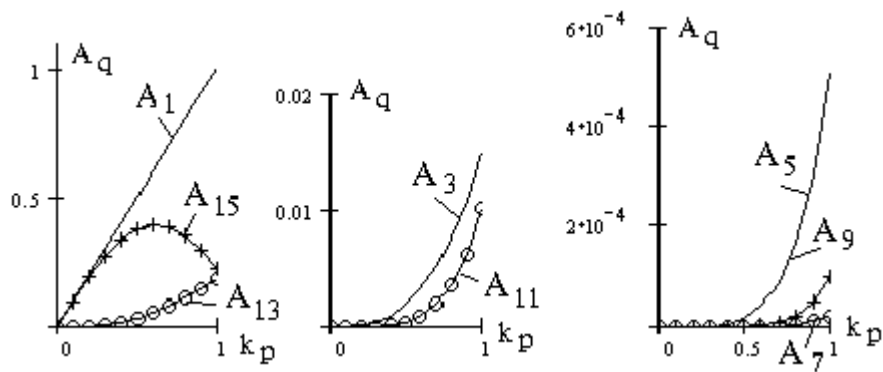


Рис.18. Спектральный состав режима ШИМ-СТ-12-2

Приведенные режимы широтно-импульсной модуляции ступенчатым напряжением позволяют получить спектральный состав напряжения, аппроксимирующего синусоидальное, практически не отличающийся от режима модуляции по синусоидальному закону и могут быть рекомендованы для практического использования при разработке инверторов.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВОГО ФИЛЬТРА

При заданной выходной мощности габариты силового однозвенного LC-фильтра (рис. 19) определяются заданным качеством выходного напряжения ($k_{г\text{ вых}}$) и спектральным составом импульсного напряжения, формируемого на выходе мостового коммутатора. Анализ спектральных составов импульсных напряжений при различных видах модуляции (ШИМ, ШИМ-СТ, ШИР-КД) показал, что при регулировании амплитуды основной гармоники в диапазоне изменения входного напряжения или величины нагрузки импульсное напряжение имеет наилучший спектральный состав при минимальном коэффициенте регулирования.

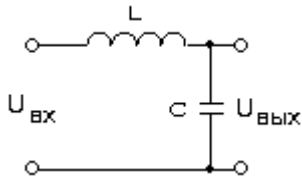


Рис. 19. Схема однозвенного LC-фильтра

При заданной выходной мощности (P_n), если она постоянная, или ее максимальном значении ($P_{n\text{ max}}$) в случае ее изменения, а также минимальном напряжении питания мостового коммутатора коэффициент регулирования выбирается близким к единице ($0,95 \dots 1$). Далее определяется минимальный коэффициент регулирования.

Таким образом, силовой фильтр можно рассчитать по следующей методике (например для режима ШИР-КД).

Исходными данными для расчета силового фильтра инвертора режима ШИР-КД являются минимальное и максимальное значения напряжения питания мостового коммутатора $E_{п\text{ min}}$ и $E_{п\text{ max}}$, выходная мощность инвертора P_n и коэффициент гармоник выходного напряжения инвертора $k_{г\text{ вых}}$.

1. Определение минимального коэффициента регулирования, при котором в заданных пределах изменения напряжения питания мостового коммутатора и выбранном режиме ШИР-КД обеспечивается регулирование выходного напряжения инвертора в заданном диапазоне входного напряжения:

$$k_{p\text{ min}} = \frac{1}{\Delta x_{\text{max}}} \cdot \arcsin \left[\frac{0,8 \cdot E_{п\text{ min}}}{E_{п\text{ max}}} \cdot \sin(\Delta x_{\text{max}}) \right].$$

2. Определение коэффициента гармоник напряжения на входе фильтра при $k_{p\text{ min}}$:

$$k_{г\text{ вх}} = \frac{\sqrt{\sum_{q=3}^{101} A_q^2(k_{p\text{ min}})}}{A_1(k_{p\text{ min}})}.$$

Анализ показал, что учет большего числа высших гармоник практически не влияет на точность полученных результатов.

3. Определение параметров фильтра

$$m^2 = \omega_1^2 LC = \left(1 + k_{г\text{ вых}} / k_{г\text{ вх}}\right) / \left(1 + N^2 k_{г\text{ вых}} / k_{г\text{ вх}}\right), \text{ где}$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1 \text{ (} f_1 \text{ – частота основной гармоники).}$$

Коэффициент передачи фильтра по основной гармонике:

$$W_1 = 1 / \sqrt{(1 - m^2)^2 + m^2(1 + m^2)}.$$

Минимальная амплитуда основной гармоники на выходе фильтра

$$A_{1 \min} = A_1(k_{p \min}) \cdot W_1(k_{p \min}).$$

Максимум напряжения на выходе фильтра

$$A_{1\phi} = A_1 \cdot E_{п \max} \cdot W_1.$$

Значения индуктивности и емкости силового фильтра:

$$L = \frac{A_{1\phi \min}^2}{\omega_1 P_n} \cdot \sqrt{m^2(1 + m^2)};$$

$$C = \frac{m^2 P_n}{\omega_1 A_{1\phi \min}^2} / \sqrt{m^2(1 + m^2)}.$$

Для режимов ШИМ и ШИМ-СТ минимальное значение коэффициента регулирования определяется из соотношения:

$$U_m(1) = k_p \cdot (E_{п} - \Delta U_{тр}),$$

а учитываются гармоники с номерами N-1, N+1 для режима ШИМ и N-3, N-1, N+1, N+3 – для режима ШИМ-СТ ($U_m(1)$ – амплитуда основной гармоники для данного режима, $E_{п}$ – напряжение питания мостового коммутатора, $\Delta U_{тр}$ – падение напряжения на открытых силовых транзисторах мостового коммутатора).

Приведенная методика алгоритмируется с помощью любого языка программирования или программы *MathCAD*.