

и для исходной антенны. В последнем случае к полученному результату добавлялась поправка, взятая из рис. 2. КУ антенны, полученные двумя методами, равны, соответственно, 52.7 дБ и 51.8 дБ, то есть весьма близки друг к другу.

Экспериментальная ДН антенны приведена на рис. 1 и неплохо согласуется с расчетной.

Исследование двухзеркальной системы дало аналогичные результаты.

Таким образом, измерение коэффициента усиления зеркальной системы с достаточной для практики точностью может быть выполнено не фокусируя ее в ближнюю зону. Расстояние между передающей и приемной антеннами при этом может быть уменьшено до 40 раз по сравнению с расстоянием до дальней зоны.

Литература

1. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. – М.: Сов. Радио, 1976.
2. Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств.– М.: Связь, 1972.
3. Методы измерений характеристик антенн СВЧ / Под ред. Н.М. Цейтлина.– М., Радио и связь, 1985.

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕРТОРОВ С ШИМ

Э. М. Виноградов, С. Н. Кухаренко, И. В. Осипенко
Гомельский государственный технический университет
им. П. О. Сухого, Республика Беларусь

Существует ряд электрических нагрузок, предъявляющих повышенные требования к качеству потребляемой электрической энергии. Данное требование относится к нагрузкам, содержащим однофазные асинхронные двигатели, индуктивно-емкостные ограничители и формирователи тока. Понятие качества относится к форме напряжения, которое должно быть максимально приближено к синусоидальному. Ухудшение формы выходного напряжения также неблагоприятно сказывается на работе силовых ключей инвертора.

Известны методы формирования синусоидального напряжения из определенного числа импульсов за период и последующим восстановлением огибающей посредством индуктивно-емкостного фильтра [1,2]. Ограниченное число импульсов приводит к необходимости увеличения реактивной мощности фильтра и, соответственно, потере передаваемой энергии, росту материалоемкости. Современная элементная база и схемные решения позволяют в тысячи раз увеличить частоту модулирующего сигнала без существенного роста динамических потерь. Такие качественные изменения приводят к необходимости изменения подхода в проектировании и анализе устройств с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) сигналов.

В преобразователях постоянного напряжения в переменное с гармоническим законом выходного напряжения наиболее часто используются импульсные режимы аппроксимации. При этом из входного напряжения формируются импульсы постоянной амплитуды E и переменной скважности. Классически считается, что длительность импульса можно определить из условия равенства действующих значений напряжения сигнала $u(t)$ на промежутке времени $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ и длительности импульса τ_i на этом промежутке:

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} u^2(t) dt = E^2 \tau_i. \quad (1)$$

Для сигнала $u(t) = U_0 \sin \Omega t$, где Ω – частота огибающей выходного напряжения, длительность импульса может быть определена из выражения:

$$\tau_i = \frac{u_0^2}{E^2} \sin^2 \left(\Omega \frac{t_i + t_{i+1}}{2} \Delta t \right). \quad (2)$$

При реализации этого принципа наибольшую трудность вызывает восстановление функции $u(t)$. Причем, наиболее существенное отличие от заданной функции наблюдается в момент, когда

$$(\Delta t \cdot \tau_i) / \Delta t \approx 1. \quad (3)$$

В реальных инверторах с гармоническим законом выходного напряжения это отличие проявляется в виде искажений, показанных на рис. 1. Эквивалентная схема силовой части инвертора приведена на рис. 2, где L, r – эквивалентные параметры индуктивности фильтра, C – емкость фильтра, R_z – выходное сопротивление инвертора, R_n – нагрузка.

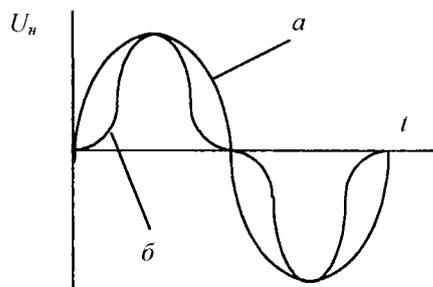


Рис. 1. Форма выходного напряжения: требуемого – a , искаженного – b .

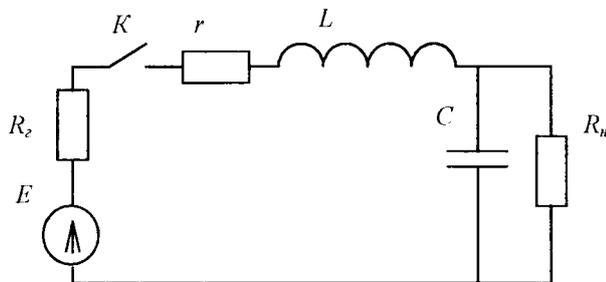


Рис. 2. Эквивалентная схема силовой части инвертора

Модуль передаточной функции фильтра с учетом выходного сопротивления источника ШИМ, сопротивлений индуктивности и нагрузки:

$$|W(\omega)| = \frac{R_n}{\sqrt{((R_n + r + R_z) - \omega^2 L C R_n)^2 + \omega^2 (L + R_n (r + R_z) C)^2}}. \quad (4)$$

Спектр выходного сигнала на нагрузке, таким образом, зависит от спектральной плотности импульса $S(\omega)$ и $W(\omega)$. Более короткие импульсы ШИМ имеют большую часть энергии в области высоких частот и в большей мере ограничиваются индуктивно-емкостным делителем, поэтому меньшая относительная часть их энергии будет передаваться в нагрузку. Таким образом, спектр напряжения на нагрузке:

$$|U(\omega)| = |S(\omega)| |W(\omega)|. \quad (5)$$

Для того, что бы импульсы ШИМ всех возможных длительностей вносили одинаковую часть своей начальной энергии в требуемый выходной сигнал, необходимо выполнение условия:

$$\frac{\int_0^{\Omega_{gr}} W^2(\omega) S^2(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} W^2(\omega) S^2(\omega) d\omega} = const = \eta, \quad (6)$$

где η – относительный коэффициент передачи энергии фильтра, Ω_{gr} – граничная частота $\Omega_{gr} = 2\pi / \Delta t$. Из (6) следует:

$$\frac{\int_0^{\infty} W^2(\omega) S^2(\omega) d\omega}{\int_0^{\Omega_{gr}} W^2(\omega) S^2(\omega) d\omega} = const = 1 - \eta. \quad (7)$$

Для постоянной нагрузки $W^2(\omega)$ является константой, тогда достаточно определить поправочный коэффициент спектральной плотности импульса на нагрузке из условия:

$$\int_0^{\Omega_{sp}} W^2(\omega) S^2 d\omega = aE^2\tau_i, \quad (8)$$

где $a = \text{const}$ – коэффициент передачи энергии одиночным импульсом за время Δt , причем $a < 1$.

При определении коэффициента a в качестве граничной частоты наиболее логично выбрать значение частоты наиболее длительного импульса или частоты ШИМ. Подставляя (7) в (8) значения $W(\omega)$, $S(\omega)$ и наложив условие $\omega\tau_i \ll 1$, получаем:

$$\frac{\Omega_{sp}}{\beta^2 - \Omega_{sp}^2} \left(\frac{1}{2\beta^2} - \frac{\tau_i}{6} \right) + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\beta^3} - \frac{\tau_i^2}{12\beta} \right) \ln \frac{\Omega_{sp} + \beta}{\beta - \Omega_{sp}} = a\tau_i, \quad (9)$$

где: $\beta = \sqrt{\frac{R_c + r + R_n}{LCR_n}}$.

Выражение (8) позволяет определить минимальное значение τ_i :

$$\tau_{\min} = \frac{1}{2a\beta^2} \left(\frac{\Omega_{sp}}{\beta^2 - \Omega_{sp}^2} + \frac{1}{2\beta} \ln \frac{\Omega_{sp} + \beta}{\beta - \Omega_{sp}} \right) \approx \frac{\Omega_{sp}}{2a\beta^3}. \quad (10)$$

Например, при $\Delta t = 2 \cdot 10^{-4}$, $\Omega_{sp} = 6.28 \cdot 10^4$, $LC = 10^{-8}$, $a = \eta = 0.9$ τ_{\min} составляет $0.35 \cdot 10^{-3} \Delta t$ вместо $\tau_{\min} = 0.25 \cdot 10^{-3} \Delta t$, определенной по формуле (2), то есть требуемое увеличение импульса составляет более чем 1.5 раза.

Соотношения (6) или (7) можно использовать для расчета длительности импульсов ШИМ τ_i , а также определять соотношение между амплитудным значением выходного напряжения и напряжением питания для выбранного фильтра и нагрузки. Так как работа преобразователей в реальных условиях происходит на переменную нагрузку, а изменение τ_i имеет достаточно сложный характер, зависящий от ее параметров, то наиболее эффективным способом коррекции τ_i является использование микропроцессора в цепи обратной связи. В этом случае нелинейная зависимость (8) должна быть определена для режима номинальной нагрузки на интервале $1/4$ периода и записана в память ЭВМ, а для остального диапазона регулирования можно определить поправочные коэффициенты. Таким образом, любому режиму нагрузки инвертора будет определен ряд:

$$\tau_i = |A_{ij}| \times t_j, \quad (11)$$

где $|A_{ij}|$ – матрица значений, соответствующих номинальной нагрузке; t_j – столбец поправочных коэффициентов для данной нагрузки.

Результаты, полученные с помощью этого метода, позволяют улучшить гармонический состав выходного напряжения мощных инверторов. Наиболее эффективно производить коррекцию импульсов с применением однокристалльной ЭВМ в цепи обратной связи. Метод спектрального анализа может быть использован при расчете фильтров для многофазных ШИМ инверторов электроприводов.

Литература

1. Выбор параметров фильтров инверторов/ Г.М. Малышков, В.В. Крючков, И.Н. Соловьев и др. //Электронная техника в автоматике. – 1986. – Вып. 17. – С.148–168.
2. Однофазный транзисторный инвертор в режиме ШИР–КД/ В.К. Баранов, В.В. Малышков и др. //Электронная техника в автоматике. – 1985. – Вып. 16. – С.133–139.