# Оценка эффективности работы ШИМ-инвертора
## с «мягкой» коммутацией

П. Флайжик (P. Flajžík)
В. Рачек (V. Ráček)
М. Хипки (M. Hypký)
Перевод: Евгений Карташев

**В статье дается сравнительная оценка эффективности работы инверторов АС-приводов, работающих в режиме «жесткой» и «мягкой» коммутации. Изучаются процессы, происходящие в инверторе с дополнительной резонансной снабберной цепью при двух различных методах управления. Для анализа режима плавного переключения создана упрощенная модель устройства, разработан метод разделения потерь, позволяющий оценить эффективность работы устройства. Проведено сравнение результатов со значениями КПД, полученными в «жестком» режиме коммутации. Разработанный инвертор с плавной коммутацией при использовании обоих режимов управления демонстрирует более высокую эффективность преобразования. Снижение уровня динамических потерь позволяет использовать инвертор при больших токах нагрузки, а также уменьшить его габариты и стоимость.**

### Введение

Использование режима плавного переключения позволяет снизить динамические потери инвертора благодаря коммутации силовых ключей при нулевом напряжении (Zero Voltage Switching, ZVS) и нулевом токе (Zero Current Switching, ZCS). Важно отметить, что при этом преобразователь способен работать в режиме широтно-импульсной модуляции. Уменьшение потерь переключения дает возможность работать на более высоких частотах при меньших значениях *dv*/*dt* и *di*/*dt*, что способствует снижению уровня электромагнитных помех.

Цель проведенных исследований — аналитическая оценка потенциальных возможностей повышения технической и экономической эффективности инвертора с плавной коммутацией при использовании двух алгоритмов управления. Полученные данные были сопоставлены со значениями КПД аналогичного устройства, работающего в режиме «жесткого» переключения.

Чтобы результаты оценки эффективности преобразования были максимально корректными, необходимо создать достоверные модели компонентов инвертора и разработать оптимальный алгоритм переключения. Для определения потерь включения и выключения IGBT использовался метод приближения справочных и аналитических кривых. Потери проводимости рассчитывались с помощью упрощенной модели, состоящей из источника напряжения, последовательно соединенного с резистором. Верификация результатов анализа проводилась с помощью компьютерного моделирования и лабораторных тестов.

### Описание схемы инвертора с плавной коммутацией

На рис. 1 приведена схема однофазного инвертора с плавной коммутацией. Устройство построено на четырех силовых ключах S1, S2, S3 и S4 с антипараллельными диодами D1, D2, D3 и D4. Снабберная цепь состоит из двух резонансных индукторов Lr1, Lr2, двух IGBT с диодами Sr1, Sr2 и резонансных конденсаторов Cr1–Cr4. Эти емкости дают возможность основным транзисторам выключаться при нулевом напряжении, а включение без потерь обеспечивается с помощью транзисторов Sr1 и Sr2.

Резонансная снабберная цепь, содержащая дополнительные IGBT, а также индуктивности и конденсаторы, должна обеспечивать нулевой уровень сигнала на коммутируемых ключах инвертора. Для реализации такой схемы необходим один дополнительный транзистор на фазу, однако его средний ток намного ниже, чем у основных IGBT инвертора, благодаря низкому коэффициенту заполнения.

Инвертор имеет резистивно-индуктивную нагрузку, при этом, как правило, индуктивность нагрузки намного выше, чем у резо-

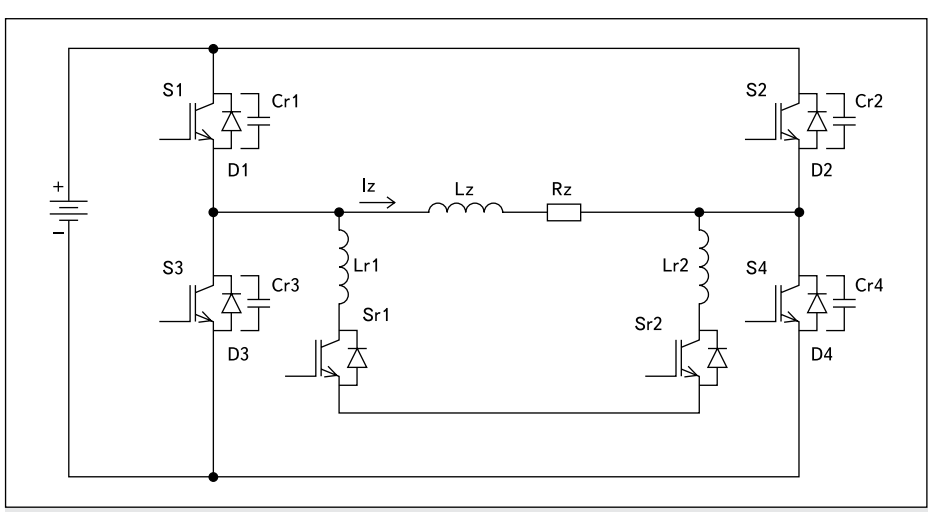


**Рис. 1.** Однофазный инвертор с плавной коммутацией

нансной цепи. Для управления основными транзисторами схемы используются стандартные алгоритмы формирования синусоидального ШИМ-сигнала.

## Способы управления инвертором

Для управления инвертором может быть использован любой известный метод формирования ШИМ-сигнала. Разница состоит в том, что коэффициент заполнения $D$ в данном случае должен изменяться в пределах $0 < D < 1$, а не $-1 < D < 1$, как при классическом способе синусно-треугольной модуляции. Генерация импульсов управления в предлагаемой схеме может производиться двумя способами:

- Метод контроля по уровню коммутации — СМ1.
- Метод контроля при фиксированном времени коммутации — СМ2.

## Контроль уровня коммутации

Важным этапом проектирования схемы инвертора является определение оптимальной последовательности сигналов управления силовыми ключами. Для реализации традиционного способа управления необходимо использование датчиков напряжения и тока, позволяющих определить момент перехода соответствующего сигнала напряжения/тока через нулевую точку. Этот метод требует применения двух сенсоров каждого типа на одну фазную стойку. Один из датчиков тока может быть исключен, если для контроля времени нарастания тока использовать временную задержку.

Другим возможным способом управления инвертором является независимое определение моментов коммутации как функции тока нагрузки в момент переключения. При этом необходим только один датчик выходного тока, что позволяет существенно упростить схему.

Для определения времени коммутации используются следующие допущения:

- Напряжение DC-шины считается неизменным.
- Выходной фазный ток инвертора считается неизменным на время коммутации.

В этих условиях возможно несколько различных последовательностей работы ключей, которые могут быть использованы в зависимости от направления передачи энергии, а также знака и величины тока нагрузки в момент изменения состояния фазного плеча инвертора.

Последовательность состояний коммутационного цикла:

1. $I_0 > 0$;
2. $-i_{\min} < I_0 < 0$;
3. $-i_{tresh} < I_0 < -i_{\min}$;
4. $I_0 < -i_{tresh}$;

где $i_{\min}$ — это величина, при которой происходит включение дополнительной цепи, создающей усиленный добавочный ток. Поскольку ток нагрузки $I_0$ достаточно мал, дополнительная цепь необходима для ускорения процесса заряда резонансных конденсаторов. При достижении порогового значения $i_{tresh}$ указанная цепь также включается в процесс коммутации, но усиления тока $i_{LrV}$ при этом не происходит. Вспомогательный транзистор открывается в начале резонансного процесса при выключении основного IGBT.

Если $I_0 < -i_{tresh}$, то ток нагрузки достаточен для заряда резонансных конденсаторов без использования дополнительной цепи. Различные состояния цикла коммутации достаточно близки, поэтому детально рассмотрим режим № 1: $I_0 > 0$.

Дополнительный IGBT открывается сразу после подачи команды на включение, при этом добавочный ток $i_{Lr}$ растет линейно, вместе с потенциалом $U_Z$ на индуктивности $L_r (L_r = L_{r1}+L_{r2})$. Коммутационная последовательность для этого состояния показана на рис. 2. Время $t_{p1dh}$ требуется для нарастания дополнительного тока до уровня $i_{LrV} (i_{LrV} = I_0+I_d)$, где $I_d$ — усиленный ток диода. Этим гарантируется режим работы, при котором добавочного тока оказывается достаточно для увеличения выходного напряжения до уровня шины питания $V_{DC}$ при закрытом транзисторе нижнего плеча.

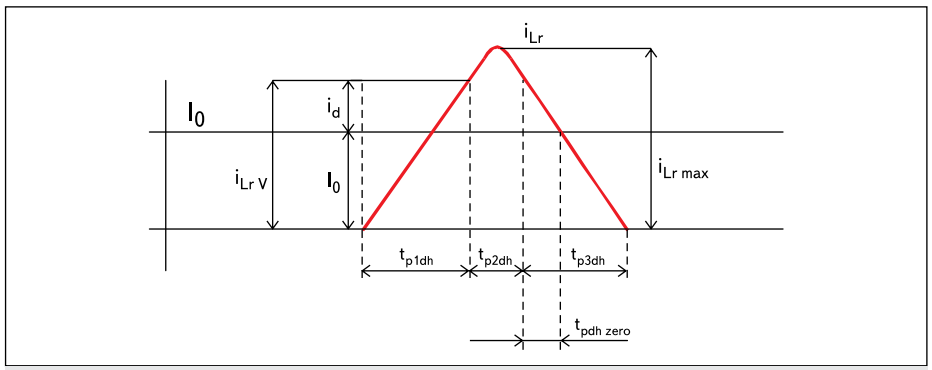


**Рис. 2.** Метод контроля уровня коммутации

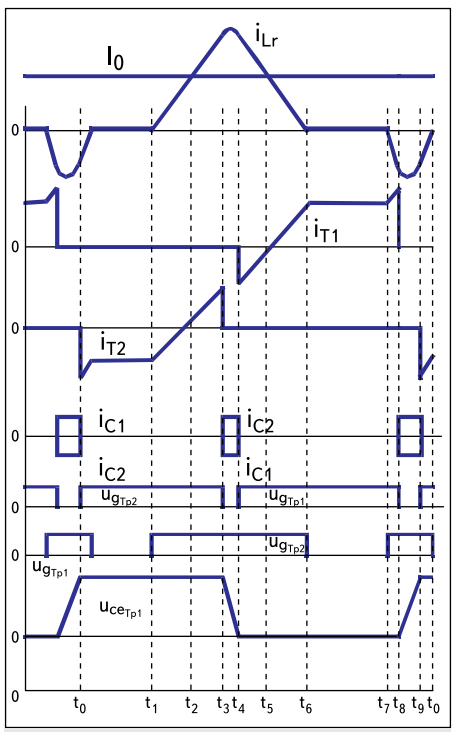


**Рис. 3.** Эпюры процессов, происходящих в инверторе в режиме № 2

Резонансный конденсатор поддерживает нулевое значение напряжения на ключе в момент времени, когда он заперт, таким образом реализуется режим ZVS. После окончания времени $t_{p2dh}$ сигнал на транзисторе достигает максимально возможного значения, которое ограничивается диодом верхнего плеча. В этом состоянии верхний IGBT может быть включен без генерации динамических потерь. Время протекания добавочного форсирующего тока обозначено как $t_{pdh\ zero}$, по окончании этого времени значение $i_{Lr}$ становится равным $I_0$ и линейно приближается к нулю. После того как дополнительной ток примет нулевое значение, цикл коммутации считается законченным (рис. 3).

## Режим управления при фиксированном времени коммутации

Этот метод контроля не нуждается в использовании датчиков тока или напряжения: команды управления ключами инвертора вырабатываются контроллером супервизора.

## Заключение, экспериментальные данные

Результаты моделирования были подтверждены испытаниями физической модели конвертора на частоте 50 Гц (рис. 4, 5).

Снижение уровня динамических потерь дает возможность силовым ключам устройства работать при более высоких токах, что способствует повышению технической и экономической эффективности преобразователя, а также позволяет уменьшить его габариты.

Уровень предельно возможной нагрузки транзисторов инвертора определялся с помощью компьютерного моделирования, ре-

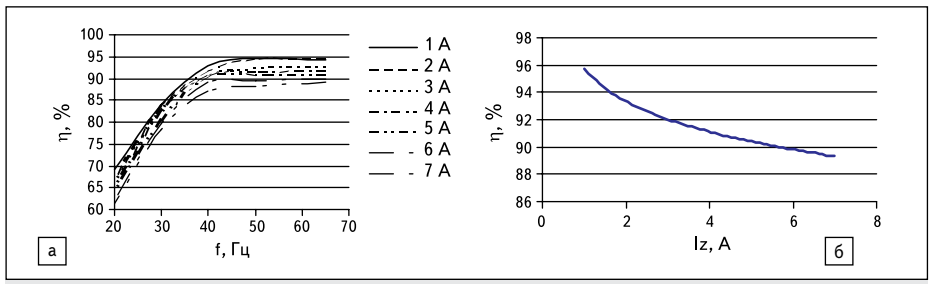


**Рис. 4.** Результаты экспериментов:
а) КПД инвертора в режиме «жесткого» переключения; б) суммарный КПД инвертора на частоте 50 Гц

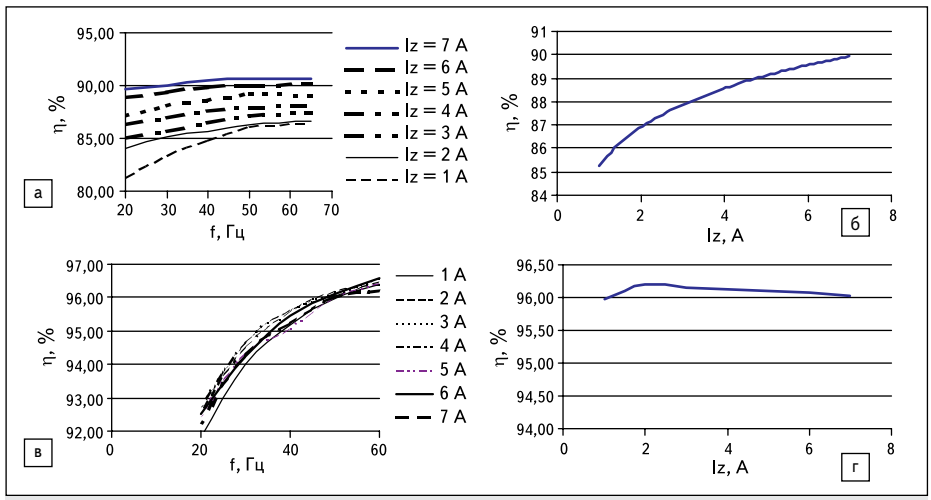


**Рис. 5.** Результаты экспериментов:
а) КПД инвертора в режиме «мягкого» переключения, режим СМ2; б) суммарный КПД инвертора на частоте 50 Гц;
в) КПД инвертора в режиме «мягкого» переключения, режим СМ1; г) суммарный КПД инвертора на частоте 50 Гц

зультаты моделирования проверялись в ходе испытаний прототипа устройства. Тесты показали, что разработанный преобразователь с «мягкой» коммутацией работает как традиционный ШИМ-инвертор, однако при этом у него отсутствуют коммутационные перенапряжения и токовые перегрузки, свойственные другим резонансным схемам.

По сравнению с классическими инверторами, работающими в режиме «жесткого» переключения, предлагаемое устройство обеспечивает существенное снижение уровня EMI и повышение эффективности преобразования. Основным недостатком нового решения является необходимость использования дополнительных ключей, однако их токовая нагрузка оказывается гораздо ниже, чем у основных IGBT, за счет малого коэффициента заполнения. ■

## Литература


1. Cheriti A., Al-Haddad K., Dessaint A. L., Meynard T. A., Mukhedkar D. A Rugged soft commutated PWM Inverter for AC drives // IEEE Trans. Power Electronics. Vol. 7, No. 2. Apr. 1992.
2. Ráček V., Flajžík P. Resonant converter with IGBT transistors and a switching frequency of 100 kHz. EDPE'96, Iternational Conference Electrical Drives and Power Electronics, 1–3.10.1996. The High Tatras, Slovakia.
3. Dehmlow M., Heumann K., Sommer R. Resonant Inverter Systems for Drive Applications // EPE Journal. Vol. 2, No. 4. Dec. 1992.
4. Maga D., Wagner J. Projekt Megatorque na Slovensku. ELO-SYS, Konferencia Elektrotechnika a Energetika '97. 22–24.10.1997. Trenčín, Slovakia.
5. Klaassens J. B. Soft-switching power conversion // EPE Journal. Vol. 3, No. 3. Sept. 1993.
6. Klaassens J. B., Klesser H. W. Interaction between a series-resonant converter and a transformer // EPE Journal. Vol. 2, No. 3. Oct. 1992.
7. Jin He, Mohan N. Zero-Voltage-Switching PWM Inverter for High- Frequency DC-AC Power Conversion // IEEE Trans. on Industry Applications. Vol. 29, No. 5. Sept./Oct. 1993.
8. McMurray W. Resonant Snubbers with Auxiliary Switches // IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 29, No. 2. March/Apr. 1993.