

УДК 621.341.572

И. Ю. Абдулхаков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Повышение помехоустойчивости транзисторных генераторов с инверторами напряжения при сильной магнитной связи индукционных систем

*Рассмотрено влияние помехи со стороны нагрузки на работу инвертора напряжения. Показано, что результатом влияния помехи становится появление низкочастотных биений тока нагрузки, частота которых равна разнице рабочих частот инвертора и помехи. Показано нарушение режима мягкой коммутации инвертора напряжения, несмотря на кажущееся соблюдение всех необходимых условий режима, на периоде низкочастотных биений вследствие прохождения через инвертор суммы разночастотных токов, генерируемых инвертором и помехой. Предлагаются способы подавления негативного воздействия помехи, которые могут быть реализованы в «полевых» условиях, даже при заранее не учтенной возможности появления магнитной связи между индукционными системами. Подробно рассмотрен способ, который позволяет практически нивелировать воздействие помехи при заранее установленной технологии нагрева. В рамках этого способа рассмотрены частотные свойства двух магнитосвязанных контуров с помехоподавляющими параметрами. Предложена упрощенная методика расчета номиналов элементов помехоподавляющего нагрузочного контура инвертора напряжения.*

### Инверторы напряжения, индукционная магнитосвязанная нагрузка, помеха со стороны нагрузки, групповой вычочастотный нагрев, коммутационные процессы

При нагреве деталей из магнитных сталей несколькими индукционными системами с близко расположенными индукторами может наблюдаться нестабильность работы полупроводниковых инверторов напряжения этих систем ввиду образования магнитной связи между индукторами и взаимное наведение ЭДС (помехи) индукторов друг на друга. Помеха со стороны нагрузки может приводить к нарушению необходимого условия минимума коммутационных потерь в инверторе напряжения при его работе на резонансную нагрузку [1] и, как следствие, к срабатыванию разного рода защит по наличию жесткой коммутации, т. е. даже если инвертор гарантированно работает на частоте выше резонансной, могут наблюдаться периоды, когда транзистор работает в режиме жесткой коммутации.

Для оценки работы инвертора напряжения при наличии помехи со стороны нагрузки построена модель, представленная на рис. 1. Значение ЭДС помехи выбрано таким образом, чтобы создавать ток, соразмерный выходному току инвертора. Процесс работы инвертора напряжения в условиях наличия помехи со стороны нагрузки представлен

на рис. 2, где изображен один период низкочастотных биений, частота которых равна разнице частот инвертора и помехи.

На рис. 2, а представлены графики выходного напряжения инвертора  $V_D(M3) - V_D(M4)$  (кривая 2) и разность первой гармоники выходного напряжения инвертора и напряжения помехи (кривая 1)  $V_{out} - V_8 = 630 \sin(2\pi 60500t) - 630 \times \sin(2\pi 65080t)$ , иллюстрирующая итоговое напряжение, прикладываемое к колебательному контуру. На рис. 2, б и в, представлены графики токов стока транзисторов M2 и M1 соответственно.

При нормальной работе коммутация диагоналей транзисторов должна происходить мягко и практически без потерь. Однако из рис. 2 видно, что помеха значительно влияет на работу инвертора и приводит к нарушению нормального режима переключения транзисторов. О наличии жесткой коммутации можно судить исходя из того, что на протяжении периода биений (кроме интервала 1.075...1.206 мс) включение транзисторов не всегда происходит в то время, когда ток проходит через их обратные диоды [2].

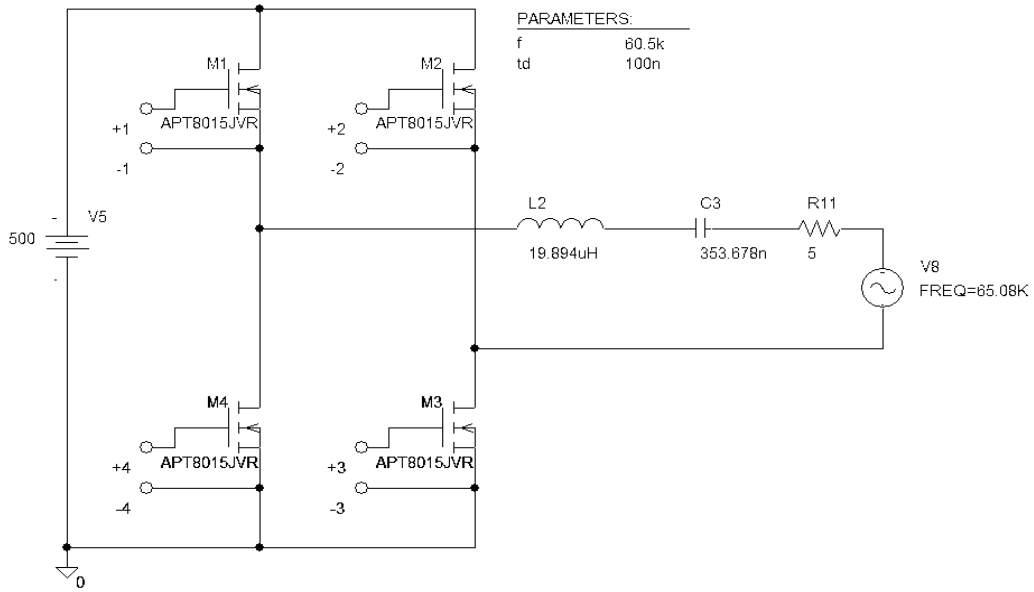


Рис. 1

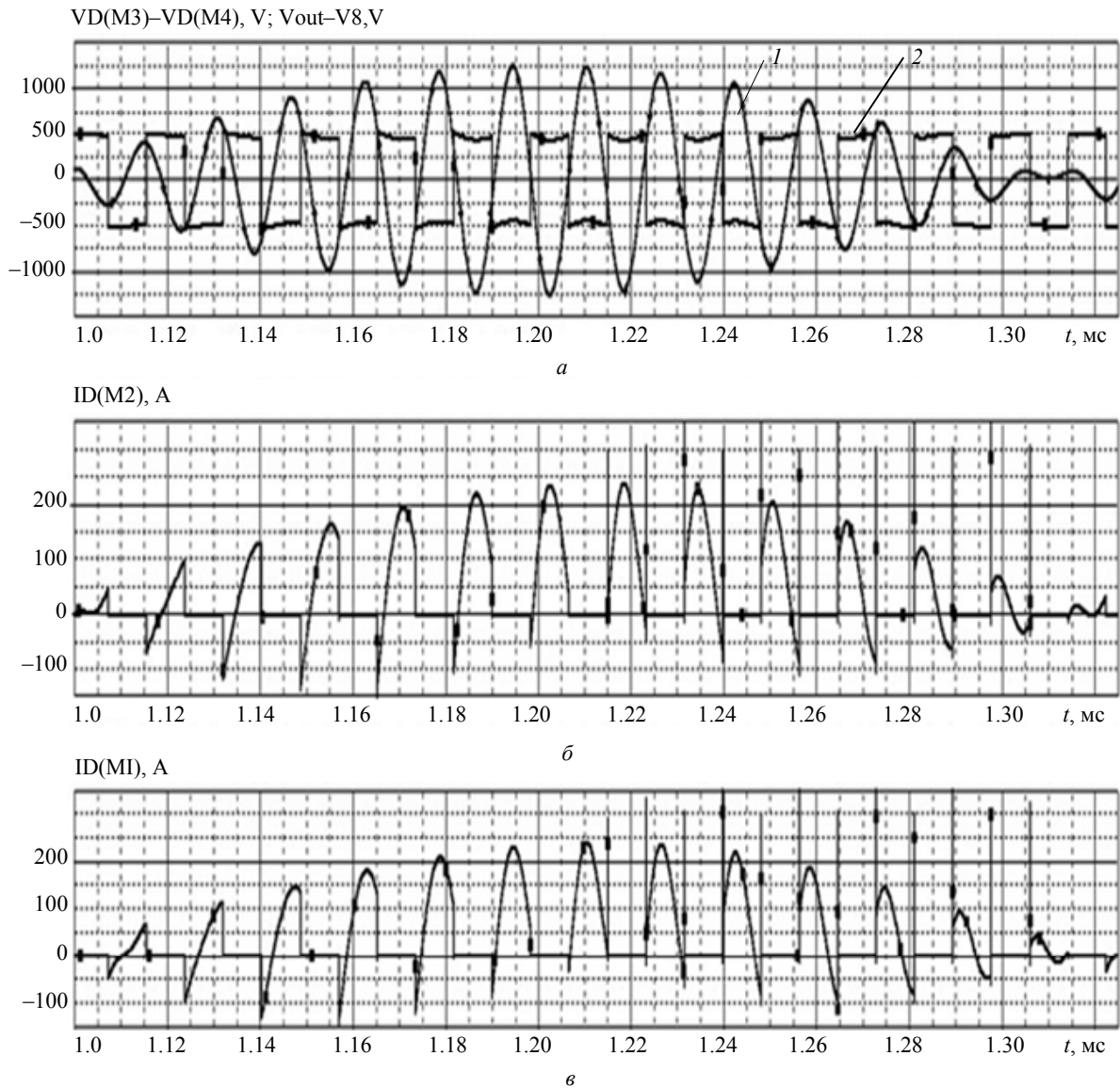


Рис. 2

При нормальной работе коммутация диагоналей транзисторов должна происходить мягко и практически без потерь. Однако из рис. 2 видно, что помеха значительно влияет на работу инвертора и приводит к нарушению нормального режима переключения транзисторов. О наличии жесткой коммутации можно судить исходя из того, что на протяжении периода биений (кроме интервала 1.075...1.206 мс) включение транзисторов не всегда происходит в то время, когда ток проходит через их обратные диоды [2].

На рис. 3 представлена векторная диаграмма, поясняющая работу инвертора напряжения при наличии помехи со стороны нагрузки. Диаграмма построена при равенстве напряжения помехи и 1-й гармоники выходного напряжения инвертора и близости их частот. На рис. 3 представлены: результирующий выходной ток инвертора  $I_3 = I_1 + I_2$ , где  $I_1$  – ток, создаваемый инвертором;  $I_2$  – ток, создаваемый помехой;  $\omega_1$  – циклическая частота вектора  $I_1$ ;  $\omega_2$  – циклическая частота вектора  $I_2$ ;  $\omega_3$  – циклическая частота вектора  $I_3$ . Вектор  $I_2$  описывает окружность с центром в конце вектора  $I_1$ . Для удобства вектор напряжения условно располагаем вдоль вещественной оси. Таким образом, когда конец вектора  $I_3$  находится выше оси абсцисс, реакция инвертора емкостная (интервал 1.223...1.305 мс на рис. 2), когда конец вектора  $I_3$  ниже оси абсцисс, реакция инвертора индуктивная, что обеспечивает необходимый минимум режима мягкой коммутации (интервал 1.075...1.206 мс на рис. 2), нахождение вектора  $I_3$  на оси абсцисс иллюстрирует интервалы 1.305...1.325 мс и 1.206...1.223 мс на рис. 2, когда векторы вычитаются и складываются соответственно.

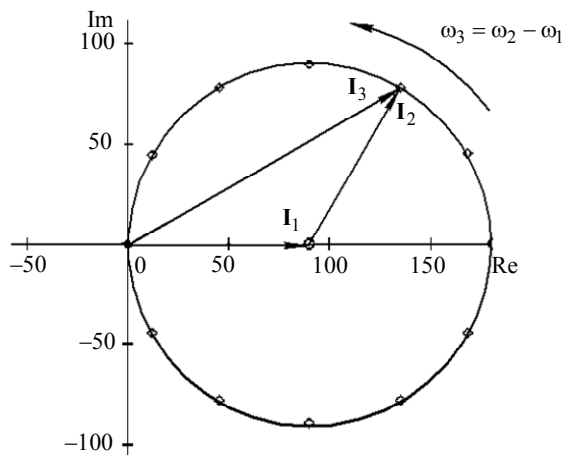


Рис. 3

Влияние вектора  $I_2$  таково, что он постоянно меняет характер и амплитуду результирующего тока  $I_3$ . В итоге вектор  $I_3$  по отношению к первой гармонике выходного напряжения инвертора на периоде низкочастотных биений имеет как индуктивный, так и активный и емкостной характеры.

Рассмотрим некоторые способы снижения взаимного влияния друг на друга двух магнитосвязанных индукционных систем.

К наиболее очевидным способам относится увеличение расстояния между индукторами до тех пор, пока магнитная связь не снизится до такого уровня, при котором инверторы смогут стабильно работать на околорезонансной частоте. Недостаток данного способа – необходимость изменения зон нагрева, что подразумевает изменение технологии термической обработки детали.

Второй способ, позволяющий избежать негативных последствий помехи – снижение выходной мощности инвертора увеличением его рабочей частоты. На рис. 4 изображена векторная диаграмма, поясняющая данный способ. При увеличении рабочей циклической частоты  $I_1$  (тока, генерируемого инвертором) с  $\omega_1$  до  $\omega_2$  необходимое условие режима мягкой коммутации выполняется при большом токе помехи  $I_2$ . Тогда максимум  $I_2$ , при котором может быть реализован данный способ, равен 0.707 от  $I_1$  и достигается на частоте, при которой выходная активная мощность инвертора равна половине от мощности, получаемой при сонаправленности векторов выходного напряжения инвертора  $U$  с  $I_1$ .

Необходимым условием обеспечения режима мягкой коммутации при наличии помехи со стороны нагрузки является то, что отрицательная мнимая составляющая вектора тока  $I_1$  должна быть по абсолютному значению больше модуля вектора  $I_2$ :  $\text{Im}(I_3)_{\min} = \text{Im}(I_1) + |I_2| < 0$ , т. е. результирующий вектор тока находится в 4-м квадранте векторной диаграммы. При этом если частота тока помехи больше частоты тока генерируемого инвертором, то вектор тока помехи вращается против часовой стрелки, а если меньше – по часовой стрелке соответственно.

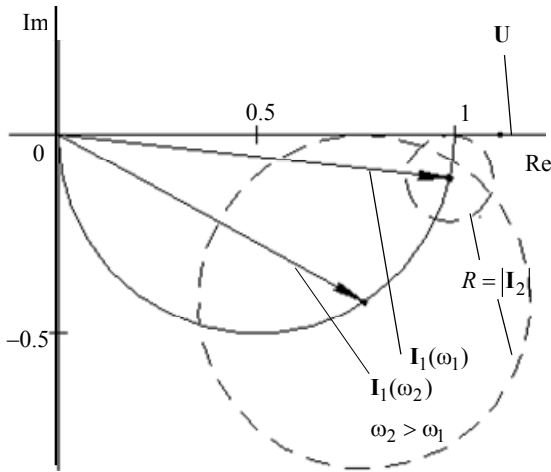


Рис. 4

Также следует отметить, что если модуль вектора тока помехи больше модуля тока, генерируемого инвертором, то ток помехи станет током  $I_1$  на рис. 4, а вектор тока, генерируемого инвертором, станет  $I_2$ , т. е. векторы поменяются местами. Несмотря на наибольшую простоту и легкость реализации данный способ не позволяет передавать в нагрузку максимально возможную мощность, т. е. опять, как и в первом способе, требуется изменение технологии нагрева.

Третий способ позволяет максимально минимизировать влияние помехи на работу инвертора напряжения, при этом оставляя технологию нагрева детали неизменной, как в случае с неиндуктивносвязанной нагрузкой. Также данный способ позволяет стабильно работать инвертору при максимальной индуктивной связи между индукторами, позволяя получить двух- или более частотный одновременный нагрев детали при очень близком расположении индукторов друг к другу без применения сложных схемотехнических решений [3], [4].

Для минимизации влияния помехи требуется искусственно изменить нагрузку инвертора таким образом, чтобы она самостоятельно подавляла помеху до уровня, при котором можно получить близкую к требуемой мощность, не нарушая нормальной работы инвертора напряжения. Этого можно достичь, вводя дополнительную индуктивность в цепь индуктора и изменяя компенсационную емкость, что позволит отдалить друг от друга резонансные частоты каждого из контуров и придать им необходимую избирательную способность, оставаясь при этом в требуемом для технологии нагрева частотном диапазоне.

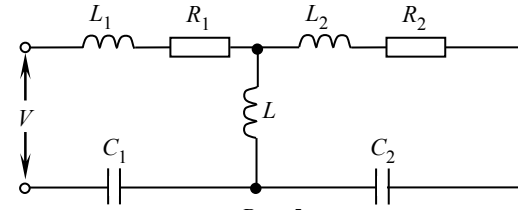


Рис. 5

Исходя из принципа суперпозиции, для количественного определения наводимой на соседний контур помехи достаточно рассчитать помеху только одного источника, которую он наводит на соседний индуктор, второй источник при этом закорочен. Схема замещения двух магнитосвязанных контуров с единичной магнитной связью представлена на рис. 5.

На рис. 5  $L$  – индуктивность индуктора;  $L_1$  и  $L_2$  – дополнительные индуктивности, которые не имеют между собой магнитной связи и устанавливаются для подавления помехи;  $C_1, C_2$  – компенсационные емкости, номиналы которых также должны быть изменены в связи с изменением общей индуктивности каждого из контуров;  $V$  – источник синусоидального напряжения, моделирующего первую гармонику выходного напряжения инвертора;  $R_1, R_2$  – активное сопротивление соответствующих индукторов.

Для расчета элементов цепи с помехоустойчивыми параметрами можно воспользоваться следующими соотношениями:

$$f_{1рез} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_1)C}}; \quad f_{2рез} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_2)C}};$$

$$f_{1рез} < f_{2рез}.$$

Таким образом определяется разнесение резонансных частот  $f_{1рез}, f_{2рез}$  контуров друг от друга (предполагается, что такое разнесение частот не критично для технологии нагрева):

$$\frac{I_m X_L(f_{1рез})}{\sqrt{[X_{L_2}(f_{1рез}) - X_C(f_{1рез})]^2 + R^2}} \approx I_{m пом},$$

где  $I_{m пом}$  – амплитуда тока помехи;  $I_m$  – амплитуда максимального тока нагрузки при резонансе  $I_m = 630/R$ ;  $X_L(f_{1рез})$  – индуктивное сопротивление индуктора на  $f_{1рез}$ ;  $X_C(f_{1рез})$  – емкостное сопротивление компенсационной емкости 2-го контура на частоте  $f_{1рез}$ ;  $X_{L_2}(f_{1рез})$  – ин-

дуктивное сопротивление добавочной индуктивности второго контура на  $f_{1рез}$ ;  $R_2$  – активное сопротивление индуктора 2-го контура.

Для предварительных расчетов зададимся амплитудой тока помехи, приблизительно равной 15% от составляющей тока, генерируемого инвертором напряжения на околорезонансной частоте, в этом случае были рассчитаны параметры схемы замещения:  $L_1 = 467 \mu$ ,  $L_2 = 330 \mu$ ,  $C_1 = C_2 = 16.2 \text{ н}$ ,  $f_{1рез} \approx 56 \text{ кГц}$ ,  $f_{2рез} \approx 67 \text{ кГц}$ . Индуктивность индуктора и сопротивление нагрузки остались такими же, как и на рис. 1. Следует напомнить, что амплитуда низкочастотных биений равна двойной амплитуде тока помехи.

Ввиду усложнения нагрузки для инвертора по сравнению с последовательным колебательным контуром необходимо более подробно ознакомиться с частотными свойствами двух магнитосвязанных контуров. На рис. 6, а на кривых 1–4 представлены, согласно рис. 5, графики комплексных сопротивлений ветвей:

- 1 –  $\left[ \frac{1}{XL_2(f) - XC_2(f)} + \frac{1}{XL(f)} \right]^{-1}$ , Ом;
- 2 –  $XL_1(f) - XC_1(f)$ , Ом;
- 3 –  $XL_2(f) - XC_2(f)$ , Ом;
- 4 –  $XL(f)$ , Ом.

На кривой 5 рис. 6, б представлен модуль входной проводимости цепи  $|Y(f)|$ , См.

На кривых 6–9, рис. 6, в, представлен результат расчета по переменному току, произведенного в программе LTspice: 6 – ток, генерируемый источником  $I_1$ , А; 7 – ток наводимой на соседний контур помехи  $I_2$ , А; 8 – фаза тока источника  $\varphi_{I_1}(f)$ , ...°; 9 – фаза тока помехи  $\varphi_{I_2}(f)$ , ...°.

Графики на рис. 6 представлены в частотном диапазоне от 50 до 70 кГц. В этот диапазон укладываются расчетные значения резонансов обоих контуров.

Рабочий резонанс для источника находится на частоте  $f_{1рез} \approx 56 \text{ кГц}$ , при которой модуль проводимости имеет максимум. При приближении к резонансной частоте второго резонансного контура на частоте 66.871 кГц наступает резонанс параллельного контура ( $L_1$  и  $L_2, C_2$ ), из-за чего проводимость цепи резко падает практически до нуля. Параллельный контур образован из-за нали-

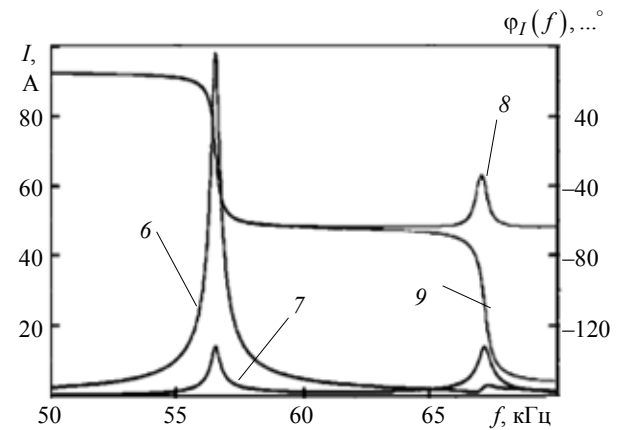
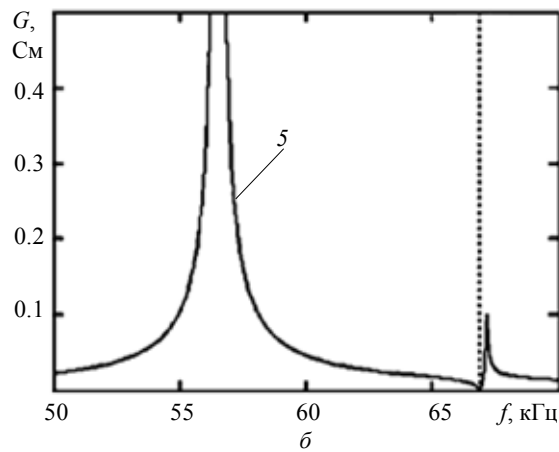
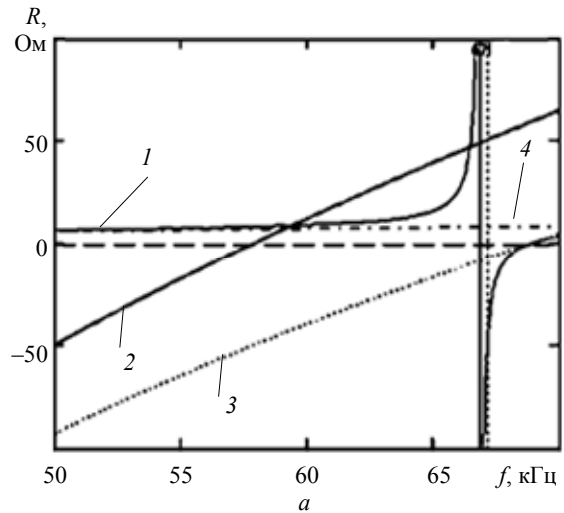


Рис. 6

чия магнитной связи между индукторами. Затем на частоте 67.144 кГц проводимость цепи начинает резко возрастать из-за взаимодействия ветви  $L_1, C_1$  и контура  $L_1, L_2, C_2$ . Характер  $L_1, C_1$  при этом индуктивный, а характер параллельного контура – емкостной; из-за этого взаимодействия увеличивается напряжение, прикладываемое к параллельному контуру. Частотные характеристики токов источни-

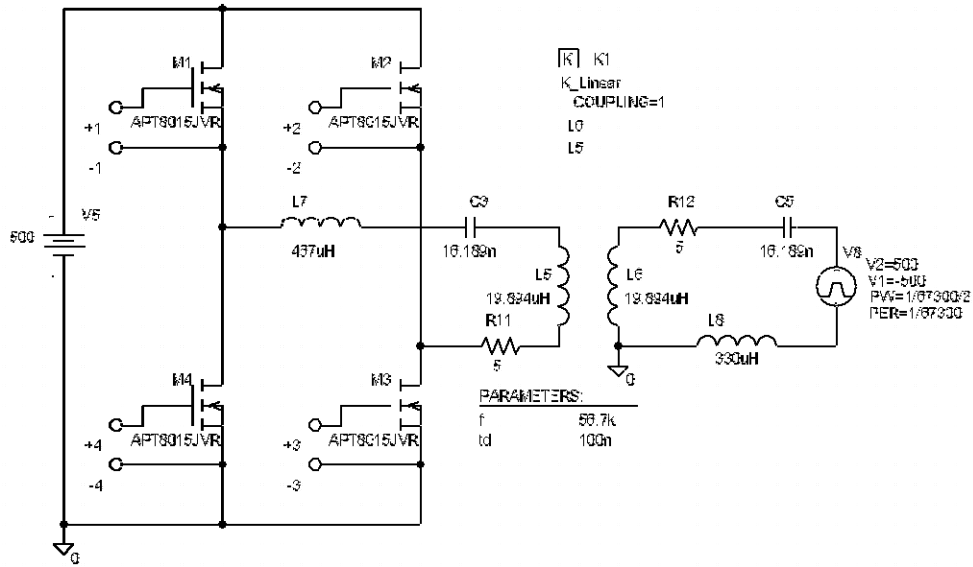


Рис. 7

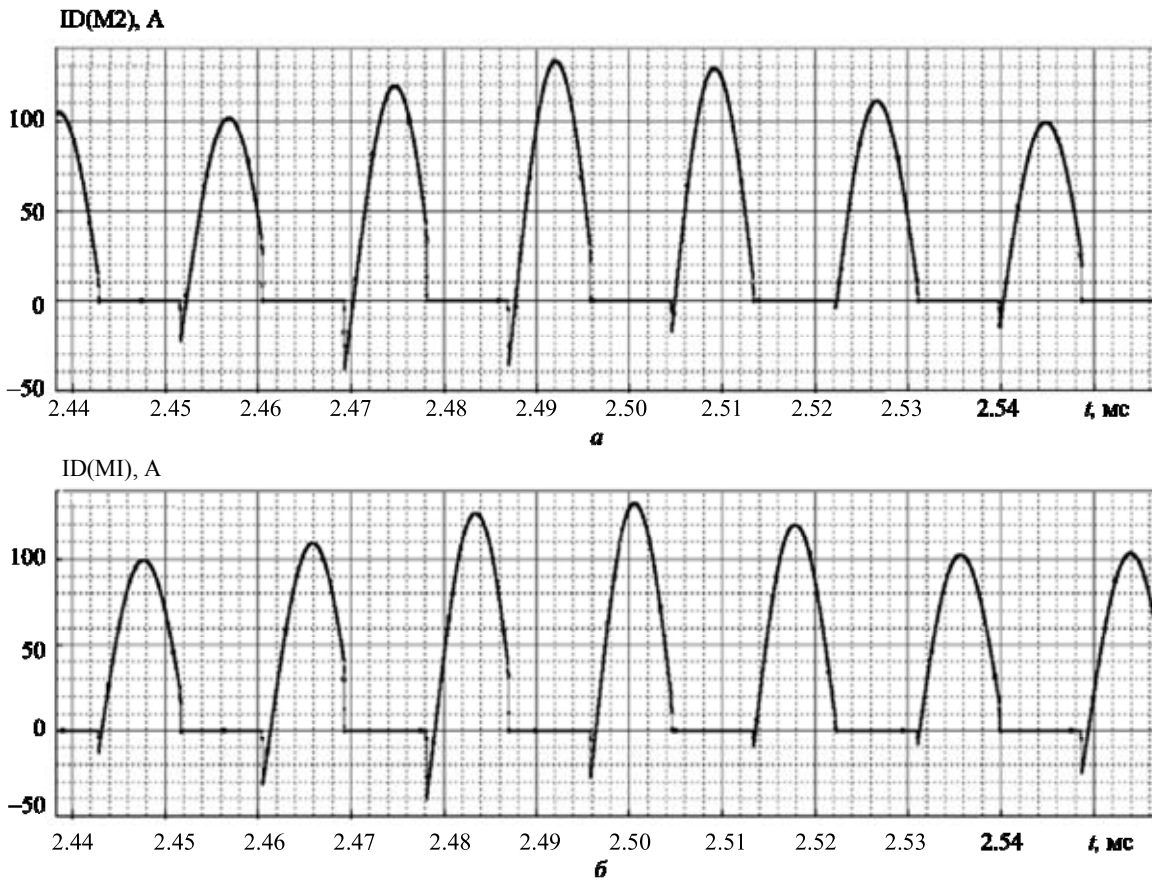


Рис. 8

ка и помехи подтверждают описанные ранее процессы. На каждом из резонансов ярко выражены переходы фаз на кривых 8, 9 рис. 6, в.

Из частотных характеристик также видно, что на частоте резонанса соседнего контура при небольшом токе источника наводится большой ток помехи. С увеличением выходной частоты инвертора ток помехи снижается незначительно и на частоте

резонанса второго контура имеет локальный максимум, т. е. в данном способе ограничена возможность изменения выходной мощности инвертора за счет изменения его рабочей частоты. Однако большее разнесение резонансных частот колебательных контуров друг от друга позволит уменьшить этот негативный эффект.

Рассмотрим работу инвертора напряжения в условиях наличия помехи со стороны нагрузки при рассчитанных параметрах колебательного контура. Для этого построена модель с измененной нагрузкой, представленная на рис. 7. Инвертор второго индуктора для упрощения моделирования представлен в виде источника прямоугольного напряжения, который в точности имитирует выходную характеристику транзисторного инвертора напряжения.

На рис. 8, *a* и *б* представлены графики токов полупроводниковых ключей инвертора напряжения  $M1$  и  $M2$  соответственно. Из него видно, что на протяжении всего периода низкочастотных биений включение транзисторов происходит в тот момент, когда ток проводят их обратные диоды; в этом случае можно говорить о режиме мягкой коммутации, который позволяет минимизировать потери в транзисторном мосте. Мощность инвертора напряжения в результате оптимизации составила 36 кВт, что близко к максимальному значению в 40 кВт; при этом не нарушается режим мягкой коммутации. Размах пульсации выходного тока инвертора равен 27 А, т. е. амплитуда тока помехи равна 13,5, что приблизительно соответствует значениям, рассчитанным ранее.

На рис. 9 представлена векторная диаграмма выходных токов инвертора в условиях наличия помехи со стороны нагрузки при оптимизированных параметрах колебательных контуров.

В отличие от рис. 3 на рис. 9 резко уменьшились отклонения результирующего тока от тока, генерируемого инвертором напряжения, также увеличена фаза между током  $I_1$  и выходным напряжением инвертора. Независимо от положения вектора  $I_3$  фаза остается положительной, оставаясь при этом больше необходимого минимума для обеспечения режима мягкой коммутации.

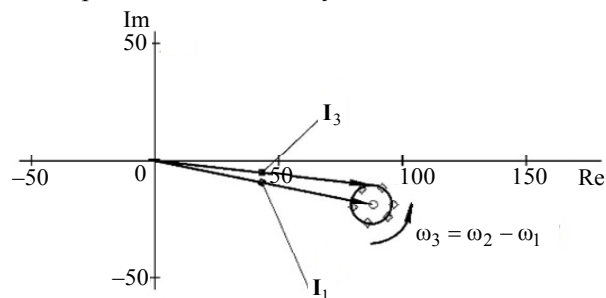


Рис. 9

В статье связь между двумя магнитосвязанными контурами рассматривалась как идеальная, поскольку при этом амплитуда наводимой помехи максимальна. Неидеальность магнитной связи позволяет не использовать столь значительные по

сравнению с индуктивностью индуктора добавочные индуктивности (как, к примеру, на рис. 7), так как в этом случае индуктивности рассеивания магнитной связи замещают добавочные индуктивности. В действительности наличие магнитной связи между индукторами зачастую даже не предполагается при разработке технологии нагрева. И уже в процессе нагрева возникают перебои работы инвертора из-за отработки разного рода защит от жесткой коммутации, не позволяющие осуществить весь технологический процесс. В этом случае можно пожертвовать каким-либо из параметров нагрева, как и в первых двух способах. Однако эти способы не всегда могут быть приемлемы. Тогда можно воспользоваться третьим способом, предложенным в статье, который позволяет оставить технологию нагрева практически неизменной по сравнению с немагнитосвязанной нагрузкой, даже при идеальной магнитной связи между индукторами. При этом для его осуществления может оказаться достаточным подключение на выход инвертора добавочной индуктивности, состоящей всего лишь из нескольких витков провода, при неизменности номиналов компенсационных емкостей контуров. Таким образом, в каждом отдельном случае при наличии магнитной связи между несколькими индукционными системами к решению задачи уменьшения взаимных влияний этих систем требуется подходить, исходя из совокупности различных условий.

На основе PSPICE-модели инвертора напряжения без помехоподавляющей нагрузки при наличии помехи продемонстрирована пагубность ее влияния на работу инвертора напряжения. Предложены и рассмотрены три способа, достаточно легко реализуемых, иногда даже в «полевых» условиях, и позволяющих инвертору напряжения устойчиво работать в режиме мягкой коммутации несмотря на наличие помехи со стороны нагрузки.

Первый способ подразумевает увеличение расстояния между магнитосвязанными индукторами, тем самым снижая магнитную связь между ними до приемлемого уровня. При использовании второго способа уменьшение влияния помехи достигается снижением выходной мощности инвертора за счет увеличения его рабочей частоты. В отличие от перечисленных, третий способ не подразумевает под собой изменений технологии нагрева — ни места нагрева, ни мощности, подаваемой в деталь. При третьем способе снижение влияния помехи достигается увеличением избирательной способности контура, который выступает в роли полосового фильтра, ограждая инвертор от тока наводимой на индуктор помехи.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патанов Д. А. Общие проблемы снижения коммутационных потерь в инверторах напряжения // Схемотехника. 2001. № 7. С. 17–19.
2. Васильев А. С., Конрад Г., Дзалиев С. В. Источники питания высокочастотных электротермических установок. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. 426 с.
3. Формирование двухчастотных колебаний тока в системах индукционного нагрева / С. К. Земан, Ю. М. Казанцев, А. В. Осипов, А. В. Юшков // Изв. Томского политех. ун-та. 2009. Т. 315, № 4. С. 105–111.
4. Синтез двухчастотного тока индуктора на основе суммирования выходных параметров двух разночастотных резонансных преобразователей / С. К. Земан, Ю. М. Казанцев, А. В. Осипов, А. В. Юшков // Изв. Томского политех. ун-та. 2012. Т. 321, № 4. С. 144–149.

---

I. Yu. Abdulkhakov

Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

### INCREASING OF NOISE IMMUNITY OF TRANSISTOR GENERATORS WITH VOLTAGE INVERTERS FOR STRONG MAGNETIC COUPLING OF INDUCTION SYSTEMS

*The influence of interference from the load on the operation of the voltage inverter is considered in the article. It is shown that the effect of interference is the appearance of low frequency beats of the load current, whose frequency is equal to the difference in operating frequencies of the inverter and the interference. A violation of the soft-switching mode of the voltage inverter has been shown, despite the apparent observance of all the necessary conditions of the regime, at the period of low frequency beats due to the passage through the inverter of the sum of the different frequency currents generated by the inverter and the interference. There are proposed ways of suppressing the negative impact of interference, which can be realized in «field» conditions, even with the possibility of the magnetic coupling between induction systems not previously taken into account. A method that allows to practically eliminate the effect of interference with a pre-established heating technology is considered in detail. Within the framework of this method, the frequency properties of two magnetically coupled circuits with interference suppressing parameters are considered. A simplified procedure for calculating the no-minals of the elements of the interference suppression load loop of the voltage inverter is proposed.*

**Voltage inverters, inductive magnetically coupled load, interference from the load side, batch frequency heating, switching processes**

---