

Рис. 4.14. Коммутационный узел на основе коммутационного конденсатора и дросселя

5. Включение последовательно с силовым тиристором коммутирующей ЭДС, превышающей напряжение источника питания (рис. 4.15). Для этого в цепь тиристора обычно вводят индуктивность L , на которой в нужный момент времени создается запирающая ЭДС (например, за счет трансформаторной связи и генератора запирающих импульсов ГИ).

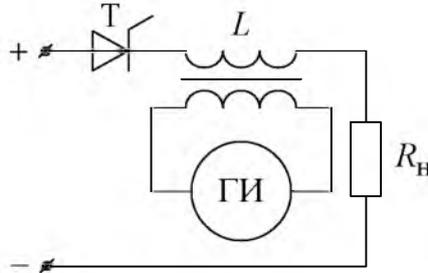


Рис. 4.15. Коммутационный узел на основе встречно включенной ЭДС, создаваемой генератором импульсов

6. Подключение к тиристорному при помощи полностью управляемого ключа источника коммутирующей ЭДС (рис. 4.16).

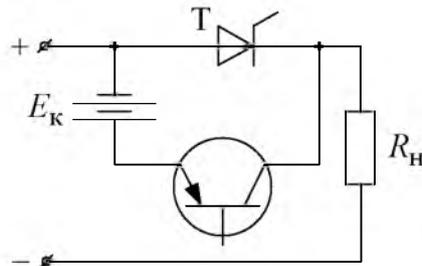


Рис. 4.16. Коммутационный узел на основе источника коммутирующей ЭДС и полностью управляемого ключа

4.2.1. Инверторы тока

Как уже было отмечено выше, результирующий характер цепи нагрузки инвертора тока должен быть емкостным. Это обстоятельство зачастую предопределяет выбор в качестве ключей в инверторах тока силовых тиристоров, так как в этом случае конденсатор, входящий

в состав цепи нагрузки удобно использовать для их коммутации. В зависимости от способа включения конденсатора в цепь нагрузки различают параллельные, последовательные и последовательно-параллельные инверторы тока.

4.2.1.1. Параллельные инверторы тока

Рассмотрим схему однофазного мостового инвертора тока (рис. 4.17). В точке $\theta = 0$ включаются тиристоры T_1 и T_3 . Ток в цепи нагрузки протекает слева направо (положительный полупериод). При этом конденсатор C_K заряжается от источника питания (полярность без

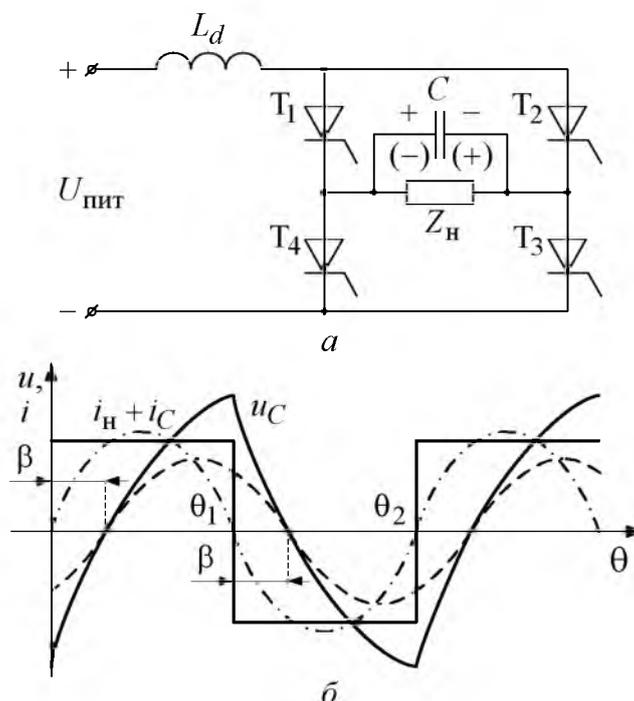


Рис. 4.17. Параллельный инвертор тока

скобок). В точке θ_1 включаются тиристоры T_2 и T_4 . Ток в цепи нагрузки меняется на противоположный, а тиристоры T_1 и T_3 закрываются, так как к ним оказывается подключенным конденсатор C_K в запирающем направлении. Через тиристоры T_2 и T_4 конденсатор начинает перезаряжаться, и в течение интервала β полярность на нем сохранится первоначальной, в результате чего тиристоры T_1 и T_3 восстанавливают свои управляющие свойства. Отсюда требование:

$$\beta \geq \beta_{\min} = \omega t_{\text{выкл}}, \quad (4.22)$$

где $\omega = 2\pi f$, $f = \frac{1}{T}$ – выходная частота инвертора.

В противном случае тиристоры не успеют закрыться и в точке $(\theta_1 + \beta)$ откроются снова. Открытие всех четырех вентилях инвертора приведет к короткому замыканию источника питания и к «опрокидыванию» инвертора.

После перезарядки конденсатора C_k процессы повторяются в точках θ_2, θ_3 и т. д. Для изучения основных свойств параллельного инвертора тока воспользуемся методом первой гармоники, и будем считать, что ток и напряжение на выходе инвертора синусоидальны. Тогда векторная диаграмма инвертора имеет вид, показанный на рис. 4.18. Здесь I_H – ток нагрузки, I_C – ток конденсатора, I_{di} – ток эквивалентного источника переменного тока, которым заменяется реальный источник питания инвертора.

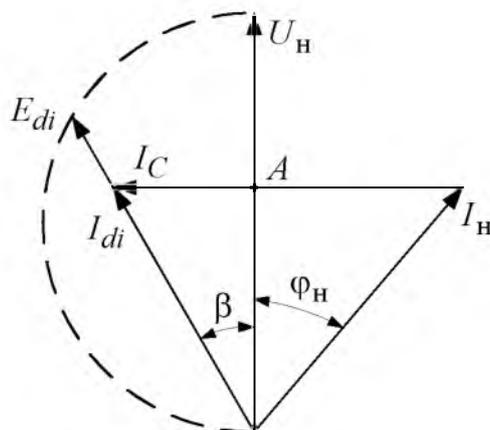


Рис. 4.18. Векторная диаграмма параллельного инвертора тока

При замене реального источника питания с напряжением $U_{пит}$ эквивалентным источником переменного тока исходим из следующих соображений:

1. Эквивалентный источник генерирует так же, как и реальный источник питания, только активную мощность $P_H = E_{di}I_{di} = U_dI_d$. Поэтому эти векторы совпадают друг с другом по фазе.

2. Связь между напряжением E_{di} и $U_{пит}$ реального источника устанавливается на основании теории выпрямителей ($E_d = k_{сх}E_2$, где $k_{сх} = \frac{E_d}{E_2}$ – коэффициент схемы, определяемый схемой выпрямителя).

Для однофазной мостовой схемы $k_{сх} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$).

В нашем случае E_2 заменяем на E_{di} , E_d на $U_{пит}$.

Отсюда

$$E_{di} = \frac{U_{\text{пит}}}{k_{\text{сх}}}. \quad (4.23)$$

Из рис. 4.18 находим:

$$\begin{aligned} I_{\text{H}} \cos \varphi_{\text{H}} &= I_{di} \cos \beta, \\ E_{di} I_{di} &= U_{\text{H}} I_{\text{H}} \cos \varphi_{\text{H}} = U_{\text{H}} I_{di} \cos \beta, \\ E_{di} &= U_{\text{H}} \cos \beta. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Отсюда следует, что в любом режиме вектор U_{H} представляет собой диаметр окружности, по которой перемещается конец вектора E_{di} . Из соотношения активной P_{H} и реактивной мощности Q_{H} инвертора имеем:

$$\frac{Q_{\text{H}}}{P_{\text{H}}} = \operatorname{tg} \beta, \quad (4.25)$$

$$Q_{\text{H}} = U_{\text{H}}^2 \omega C - U_{\text{H}} I_{\text{H}} \sin \varphi_{\text{H}},$$

$$P_{\text{H}} = U_{\text{H}} I_{\text{H}} \cos \varphi_{\text{H}},$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{U_{\text{H}}^2 \omega C - U_{\text{H}} I_{\text{H}} \sin \varphi_{\text{H}}}{U_{\text{H}} I_{\text{H}} \cos \varphi_{\text{H}}} = \frac{1}{Y_{\text{H}}^* \cos \varphi_{\text{H}}} - \operatorname{tg} \varphi_{\text{H}}, \quad (4.26)$$

где $Y_{\text{H}}^* = \frac{Y_{\text{H}}}{\omega C}$, $Y_{\text{H}} = \frac{1}{Z_{\text{H}}}$.

Из (4.26) получаем зависимость $\beta = f(Y_{\text{H}}^*)$ (рис. 4.19).

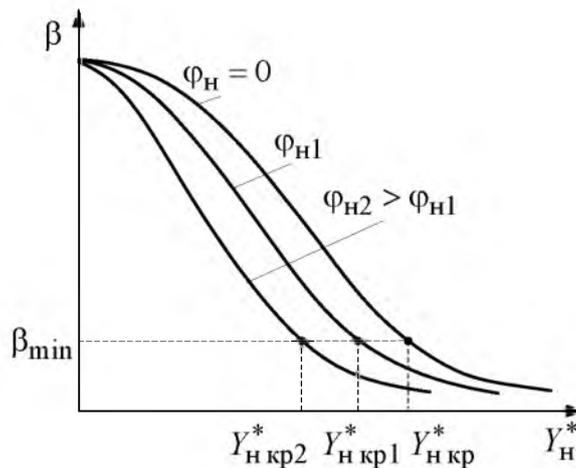


Рис. 4.19. Характеристика устойчивости параллельного инвертора тока

Из (4.24) напряжение нагрузки $U_{\text{H}} = \frac{E_{di}}{\cos \beta} = \frac{U_{\text{пит}}}{k_{\text{сх}} \cos \beta}$.

Учитывая, что $\cos\beta = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\beta}}$, тогда

$$\frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{пит}}} = \frac{1}{k_{\text{сх}}} \sqrt{1 + \left(\frac{1}{Y_{\text{н}}^* \cos\varphi_{\text{н}}} - \operatorname{tg}\varphi_{\text{н}} \right)^2}. \quad (4.27)$$

Это выражение представляет собой уравнение внешней характеристики параллельного инвертора, вид которой представлен на рис. 4.20.

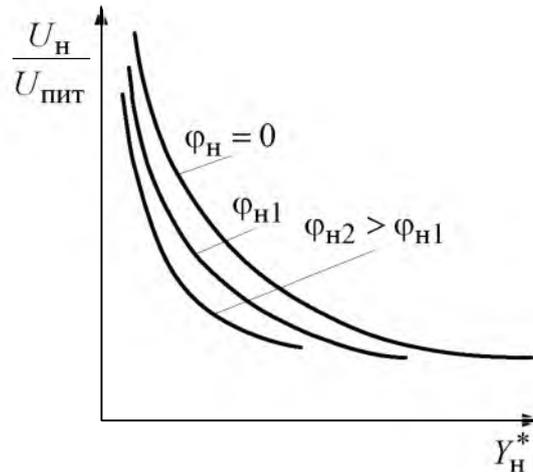


Рис. 4.20. Внешняя характеристика параллельного инвертора тока

Выше было показано, что $I_d U_{\text{пит}} = I_{\text{н}} U_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}}$, где I_d – входной ток инвертора. Отсюда $I_d = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{пит}}} I_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}}$. Заменяя $I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{Z_{\text{н}}} = U_{\text{н}} Y_{\text{н}}$, входной ток инвертора $I_d = \frac{U_{\text{н}}^2}{U_{\text{пит}}} Y_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}}$.

Умножая обе части уравнения на $\frac{1}{\omega C U_{\text{пит}}}$, получим

$$\frac{I_d}{\omega C U_{\text{пит}}} = \frac{U_{\text{н}}^2}{U_{\text{пит}}^2} Y_{\text{н}}^* \cos\varphi_{\text{н}}$$

или

$$\frac{I_d}{\omega C U_{\text{пит}}} = \frac{\pi^2}{8} \left[1 + \left(\frac{1}{Y_{\text{н}}^* \cos\varphi_{\text{н}}} - \operatorname{tg}\varphi_{\text{н}} \right)^2 \right] Y_{\text{н}}^* \cos\varphi_{\text{н}}. \quad (4.28)$$

Полученное выражение представляет собой уравнение входной характеристики инвертора $I_d^* = f(Y_H^*)$, вид которой представлен на рис. 4.21.

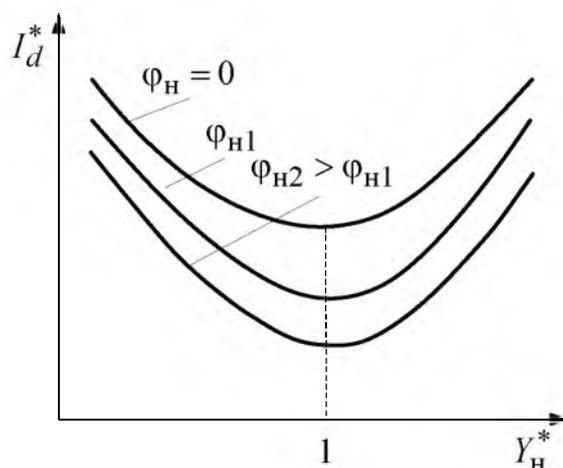


Рис. 4.21. Входная характеристика параллельного инвертора тока

Общие закономерности параллельного инвертора сводятся к следующему:

1. С увеличением нагрузки уменьшается угол β , т. е. уменьшается время, предоставляемое силовым тиристорам для восстановления их управляющих свойств. Причем эта зависимость тем круче, чем больше угол φ_H , т. е., чем больше индуктивный характер нагрузки. Поскольку $\beta_{\min} = \omega t_{\text{выкл}}$, то существуют критические значения нагрузки для каждого φ_H .

2. Параллельный инвертор тока имеет мягкую внешнюю характеристику $U_H = f(I_H)$, крутизна которой зависит от φ_H . На холостом ходу ($Y_H^* = 0$) эта характеристика устремляется в бесконечность, поэтому этот режим является нерабочим из-за перенапряжения на силовых элементах схемы.

3. При ($Y_H^* = 1$) потребляемый от источника питания ток I_d минимальный, так как в этом случае имеет место режим, близкий к резонансу. Резкое снижение выходного напряжения инвертора в области малых нагрузок объясняется избыточной реактивной мощностью конденсатора C_K , выбираемого из расчета компенсации реактивной мощности нагрузки в самых неблагоприятных режимах. Для устранения этого недостатка иногда в схему вводят дополнительные

отсекающие вентили $B_1 - B_4$, исключают обмен реактивной энергией между нагрузкой и конденсатором C_K (рис. 4.22).

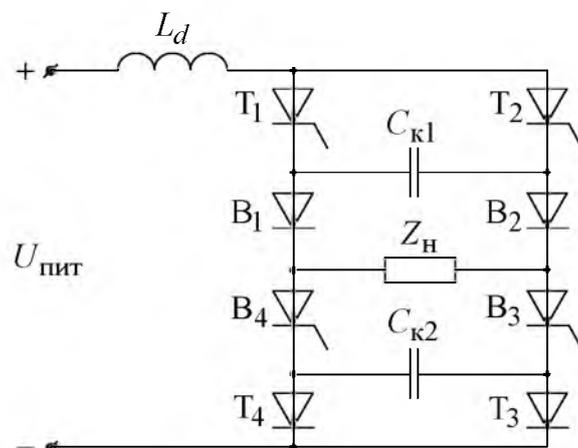


Рис. 4.22. Однофазный мостовой инвертор с отсекающими вентилями

В этом случае C_K разделяется на две половины C_{K1} и C_{K2} и отделены от нагрузки вентилями $B_1 - B_4$, которые называются отсекающими, а емкость конденсаторов C_{K1} и C_{K2} выбирается только из условия обеспечения коммутации силовых тиристоров, в результате чего исключается влияние C_{K1} и C_{K2} на жесткость внешней характеристики. Параллельный инвертор тока может строиться и по схеме со средней точкой (рис. 4.23).

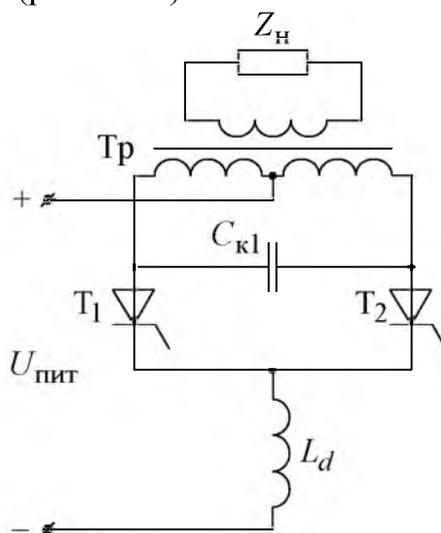


Рис. 4.23. Однофазный параллельный инвертор тока со средней точкой

В этом случае обязательным элементом является трансформатор Tr , имеющий вывод от средней точки в первичной цепи.

Точно так же, как и мостовой инвертор, эта схема может быть выполнена и с отсекающими вентилями (рис. 4.24).

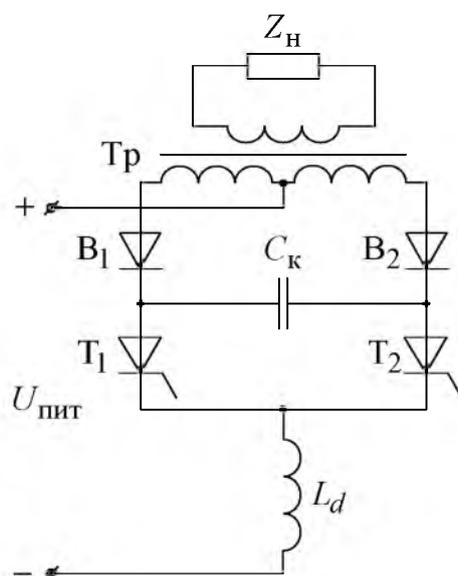


Рис. 4.24. Однофазный инвертор со средней точкой с отсекающими вентилями

Все вышесказанное справедливо и для трехфазного параллельного инвертора, который чаще выполняется по мостовой схеме (рис. 4.25).

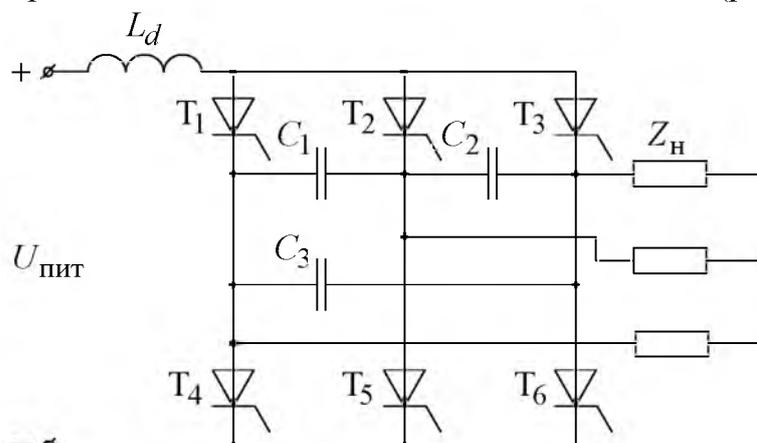


Рис. 4.25. Трехфазный мостовой инвертор тока

4.2.1.2. Последовательные инверторы тока

В последовательных инверторах тока конденсатор включается, в отличие от рассмотренного выше параллельного инвертора тока, последовательно в цепь нагрузки (рис. 4.26).

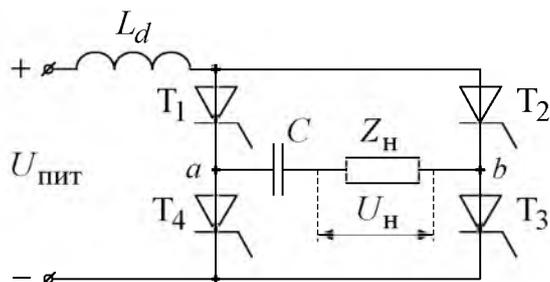


Рис. 4.26. Последовательный инвертор тока

Используя тот же метод первой гармоники, что и в предыдущем случае, построим векторную диаграмму последовательного инвертора (рис. 4.27).

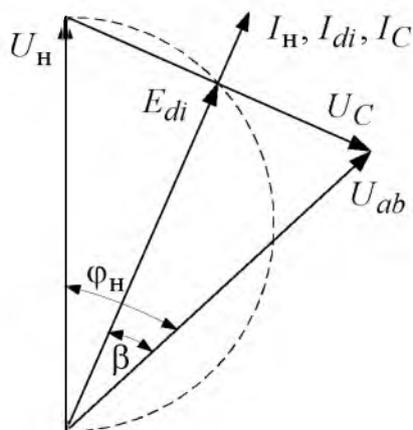


Рис. 4.27. Векторная диаграмма последовательного инвертора тока

Здесь ток нагрузки I_H и входной ток I_{di} есть одна и та же величина. Поэтому при замене реального источника питания на эквивалентный источник переменного тока имеет место равенство:

$$E_{di} I_{di} = U_H I_H \cos \varphi_H.$$

Так как $I_H = I_{di}$, то

$$E_{di} = U_H \cos \varphi_H, \quad (4.29)$$

т. е. ЭДС эквивалентного источника равна падению напряжения на активном сопротивлении нагрузки.

Связь между E_{di} и $U_{пит}$ определяется так же, как и параллельного инвертора, из выражения (4.23).

Из (4.29) следует, что

$$U_H = \frac{E_{di}}{\cos \varphi_H} = \frac{U_{пит}}{k_{сх} \cos \varphi_H} \quad (4.30)$$

и при постоянном U_H конец вектора E_{di} должен в любом режиме перемещаться по окружности, построенной на векторе U_H как

на диаметре. Соотношение (4.25) для последовательного инвертора с учетом $I_H = I_C$ принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \beta &= \frac{Q_C}{P_H} = \frac{I_C^2 \frac{1}{\omega C} - U_H I_H \sin \varphi_H}{U_H I_H \cos \varphi_H} = \\ &= \frac{I_H^2}{\omega C U_H I_H \cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H = \frac{Y_H^*}{\cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H, \end{aligned} \quad (4.31)$$

где $Y_H^* = \frac{Y_H}{\omega C}$, $Y_H = \frac{1}{Z_H} = \frac{I_H}{U_H}$.

Как следует из этого выражения, угол β , в отличие от параллельного инвертора, возрастает с ростом нагрузки (рис. 4.28). Поскольку $\beta \geq \beta_{\min} = \omega t_{\text{восст}}$, то каждому значению φ_H соответствует критическое значение Y_H^* , меньше которого нагрузка последовательного инвертора быть не может.

Из (4.30) следует, что $\frac{U_H}{U_{\text{пит}}} = \frac{1}{k_{\text{сх}} \cos \varphi_H}$ или для однофазной мостовой схемы инвертора

$$\frac{U_H}{U_{\text{пит}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cos \varphi_H}. \quad (4.32)$$

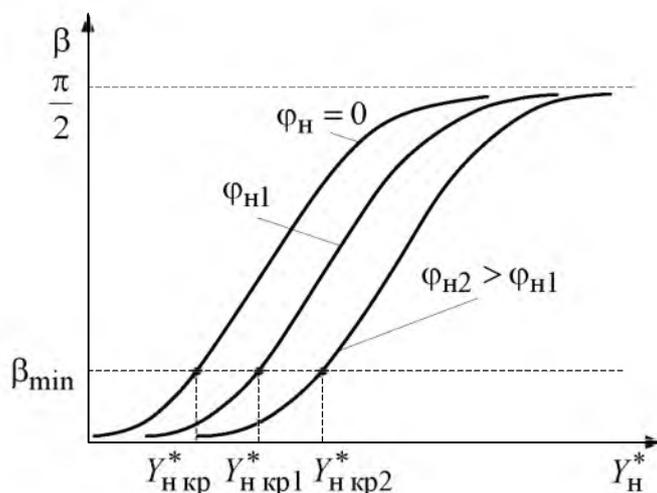


Рис. 4.28. Характеристика устойчивости последовательного инвертора тока

Поэтому внешняя характеристика последовательного инвертора не зависит от нагрузки и имеет, в соответствии с (4.32), вид (рис. 4.29).

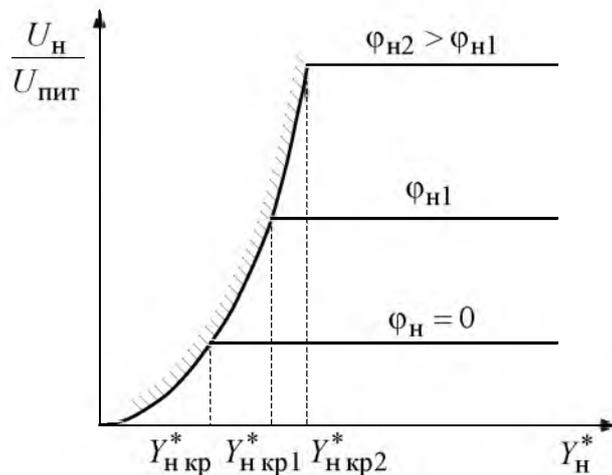


Рис. 4.29. Внешняя характеристика последовательного инвертора тока

Перенося на рис. 4.29 критические значения нагрузок для различных значений φ_H из рис. 4.28, получаем ограничительную характеристику последовательного инвертора (штриховая линия на рис. 4.29), разделяющую рабочую и нерабочую области внешних характеристик.

4.2.1.3. Последовательно-параллельные инверторы тока

В этой схеме конденсаторы включаются и последовательно с нагрузкой, и параллельно ей (рис. 4.30). Поэтому этот инвертор обладает свойствами как параллельного, так и последовательного инвертора.

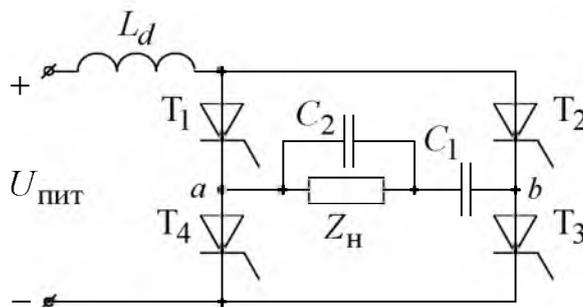


Рис. 4.30. Последовательно-параллельный инвертор тока

Векторная диаграмма последовательно-параллельного инвертора тока представлена на рис. 4.31.

При малых токах нагрузки I_H коммутация тиристоров происходит за счет параллельного конденсатора C_2 (угол β_2), и этот режим характеризуется левой частью круговой диаграммы, соответствующей параллельному инвертору, а при больших нагрузках (ток I_{H2}) основную

роль играет последовательный конденсатор C_1 (угол β_1), что находит отражение в правой части круговой диаграммы, соответствующей последовательному инвертору. Соотношение между величинами C_1 и C_2 предопределяет преобладание свойств либо последовательного, либо параллельного инвертора.

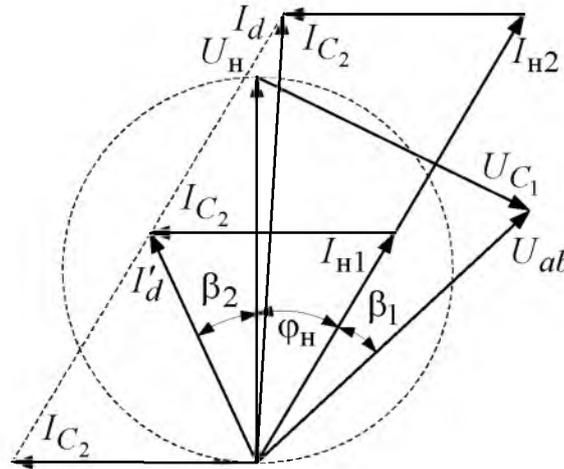


Рис. 4.31. Внешняя диаграмма последовательно-параллельного инвертора тока

Соотношение мощностей в последовательно-параллельном инверторе определяется выражением [6]:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Q_{\text{H}}}{P_{\text{H}}} = \frac{1}{\cos \varphi_{\text{H}}} \left[\frac{Y_{\text{H}}}{\omega C_1} + \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \frac{\omega C_2}{Y_{\text{H}}} - \left(1 + 2 \frac{C_2}{C_1} \right) \sin \varphi_{\text{H}} \right], \quad (4.33)$$

из которого следует, что угол β будет возрастать и в области малых нагрузок, и в области больших нагрузок, имея минимум, определяемый соотношением $\frac{C_2}{C_1}$ в области средних нагрузок.

4.2.1.4. Резонансные инверторы

В схемном отношении резонансные инверторы напоминают инверторы тока, но в отличие от них на входе имеют индуктивность L_d , которая образует колебательный контур с коммутирующим конденсатором и индуктивностью нагрузки L_{H} .

При этом в режиме, близком к резонансному, напряжение и ток нагрузки будут приближаться к синусоидальным. Резонансные инверторы могут выполняться так же, как и инверторы тока, по схеме параллельного, последовательного или последовательно-параллельного инвертора.