

МАГНІТОРЕЗИСТИВНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ З ТИРИСТОРНИМ КЕРУВАННЯМ

Смолянінов В.Г.¹, к.т.н., доцент, Сухопара О.М.² к.т.н., нач відділу

¹Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна

²Об'єднання "Технічний центр Європи", м. Київ, Україна

В магніторезистивних перетворювачах (МРП), які використовують гальваномагнітні явища в магнітних плівках, корисний сигнал визначається ефектом параметричного перетворення електромагнітного поля в провідниковому гірорезонансному середовищі, тензор питомого опору якого змінюється у відповідності до зміни намагніченості плівки під дією магнітного поля [1]. Зміну напруженості підмагніченого поля H_0 яка знаходиться в межах феромагнітного резонансу плівки, можливо здійснити електричним шляхом за допомогою схем керування МРП. Таким чином задача дослідження полягає в розробці та розрахунку нових схемотехнічних рішень для керування МРП на потужних напівпровідникових елементах.

Теоретичні викладки

В якості плівки в МРП використано заліззоникелевий сплав, який електронно-променевим способом нанесений на керамічну основу. Еквівалентна схема вимірювання МРП наведена на рис.1, де власно перетворювач складається з чотирьох, подібних по формі до петлі, гілок які з'єднані у відрізки. Кожна гілка складається з двох стрічок з'єднаних послідовно мідними

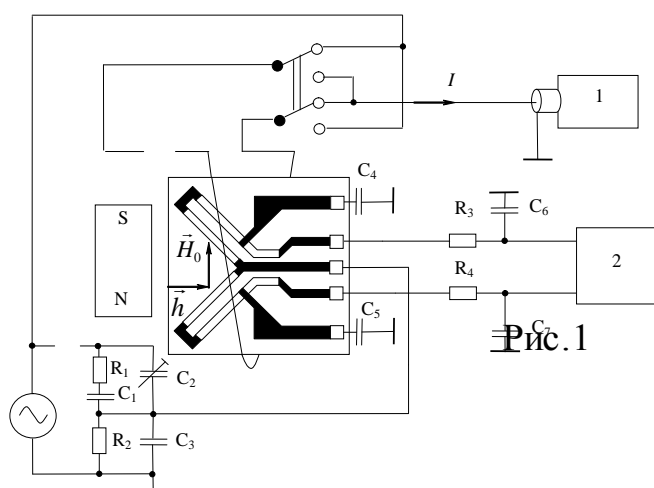


Рис.1

провідниками які утворюють чутливий елемент [1]. При такій конфігурації перетворювач має вигляд резистивного електричного моста. В схемі також використані, баластні конденсатори C_4, C_5 , низькочастотні фільтри R_3C_6, R_4C_7 , калориметрична головка вимірювача потужності - 1, вольтметр - 2 та елементи фазової корекції

R_1, R_2, C_1, C_2, C_3 які підключені до фазокорегуючого ланцюга навантаженого на МРП для відповідного включення фази струму в чутливому елементі

нті,

Регулювання фазових співвідношень потрібно проводити в ланцюзі струму - I , рис.1, за допомогою комутатора. Схема електронного комутатора з тиристорним керуванням наведена на рис.2. Робота комутатора відбувається наступним чином. Нехай сигнали керування подані на керуючі електроди робочих тиристорів $VS3$ та $VS6$ та тиристор вузла комутації $VS1$. Струм в навантаженні R_H замикається по колу: $(+)U_2 - W_{2,1} - VS3 - R_H - VS6 - W_{3,1} - (-)U_2$, одночасно конденсатор C_1 вузла комутації робочих тиристорів заряджається по колу $(+)U_1 - VS1 - C_1 - W_1 - (-)U_1$ з полярністю наведеною на рис.2, без дужок.

Для кола заряда конденсатора C_1 , спираючись на другий закон Кірхгофа можна отримати диференціальне рівняння

$$U_1 = R_1 i_1 + L_{w1} \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 dt \quad , \quad (1)$$

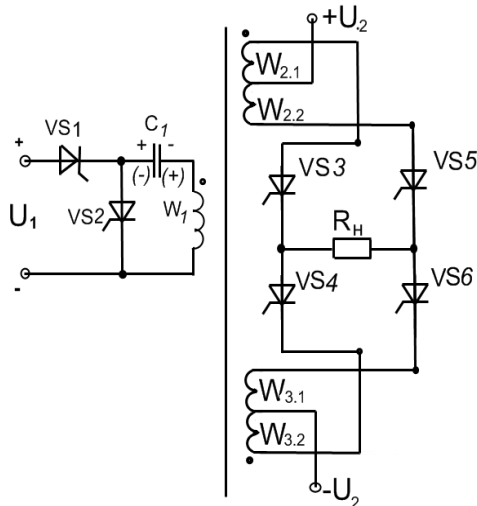


Рис.2

де C_1 - ємність конденсатора, L_{w1} - індуктивність первинної обмотки W_1 трансформатора $TV1$, $R_1 = (R_{w1} + R_{VS1})$ - активний опір кола заряда, який складається з R_{w1} - опір первинної обмотки $TV1$ та R_{vs1} - прямий опір включеного тиристора $VS1$, i_1 - струм в колі заряда конденсатора C_1 .

Для знаходження струму i_1 визначимо зображення по

Лапласу [2] з виразу (1) враховуючи, що конденсатор C_1 не заряджен, у вигляді

$$\frac{U_1}{p} = \left(R_1 + pL_{w1} + \frac{1}{pC_1} \right) I(p) - L_{w1} I(0) .$$

Рішення цього рівняння відносно $I(p)$ має вигляд

$$I(p) = \frac{\frac{U_1}{p} + L_{w1} I(0)}{R_1 + pL_{w1} + \frac{1}{pC_1}} = \frac{\frac{U_1}{L_{w1}} + pI(0)}{p^2 + \frac{R_1}{L_{w1}} p + \frac{1}{L_{w1} \cdot C_1}} . \quad (2)$$

При роботі схеми вузла комутації струм повинен зменшитись до нуля

до часу доки тиристор знаходиться у провідному стані, що відповідає режиму природної комутації, тому стале значення струму $I(0)$ будемо враховувати таким, що дорівнює нулю. Тоді вираз (2) прийме вигляд

$$I(p) = \frac{U_1}{L_{w1}} \cdot \frac{1}{(p + \frac{R_1}{2L_{w1}})^2 + (\frac{1}{L_{w1} \cdot C_1} - \frac{R_1^2}{4L_{w1}^2})} \quad (3)$$

З виразу (3) знайдемо оригінал [3] та визначимо струм в колі заряду

$$i_1 = \frac{U_1}{\omega L_{w1}} e^{-\alpha t} \cdot \sin \omega t ,$$

де $\omega^2 = (1/L_{w1} \cdot C_1) - (R_1^2/4L_{w1}^2)$, $\alpha = R_1/2L_{w1}$

За умови отримання коливального процесу $\alpha < \omega$, відповідно $R_1 \ll 2\sqrt{L_{w1}/C}$. Враховуючи, що активний опір кола заряду малий $R_1 \rightarrow 0$, вираз для i_1 прийме вигляд

$$i_1 = \frac{U_1}{\omega L_{w1}} \cdot \sin \omega t .$$

Напруга на первинній обмотці трансформатора $TV1$ визначається виразом

$$U_{w1} = L_{w1} \frac{di_1}{dt} = U_1 \cos \omega t .$$

Для ідеального узгоджувального трансформатора за умови, що кількість витків первинної обмотки дорівнює кількості витків кожної половини вторинних обмоток $W_1 = W_{2,1} = W_{2,2} = W_{3,1} = W_{3,3}$, а величина напруги живлення $U_1 \gg U_2$, визначимо час t_0 , на протязі якого відбувається швидкісне включення навантаження R_H , рис.2.

Запишемо рівняння для струму навантаження

$$i_2 - I_H = 0 \quad , \quad (4)$$

де $I_H = U_2/R_H$ значення сталого струму в навантаженні під дією напруги U_2 , i_2 - струм в навантаженні в режимі швидкісного включення

$$i_2 = \frac{2U_1}{\sqrt{\omega^2(L_{w2} + L_{w3})^2 + 4R_H^2}} \cos \omega t \quad ,$$

де R_H – активний опір навантаження, L_{w2} , L_{w3} - індуктивність вторинних обмоток $TV1$.

Рішення рівняння (4) відносно t_0 має вигляд

$$t_0 = \frac{1}{\omega} \arccos \frac{U_2 \sqrt{\omega^2(L_{w2} + L_{w3})^2 + 4R_H^2}}{2U_1 \cdot R_H} .$$

Для зміни фази струму в навантаженні R_H сигнали керування додаються на керуючі електроди робочих тиристорів $VS4$ та $VS5$ та тиристор вузла

комутації $VS2$, в цей же час тиристор $VS1$ зачинений потенціалом (полярність без дужок) на рис.2, зарядженого конденсатора C_1

При включенні тиристора $VS2$, відбувається перезаряд конденсатора C_1 на рис.2, по колу $C_1 - VS2 - W_1 - C_1$. Напряга яка наведена в обмотці W_1 , трансформується у вторинні обмотці $U_{w2} = U_{w3} = 2U_1 \cos \omega t$ та крізь відкриті тиристори $VS4$ та $VS5$ додається у зворотній полярності до тиристорів $VS3$ та $VS6$ які запираються. Для відновлення запираючих властивостей робочого тиристора до нього на деякий час, що дорівнює $t_{\text{викл}}$, додається негативна напряга. За умови рівняння напруг, що наводяться на вторинних обмотках трансформатора $TV1$, напрузі U_2 , отримаємо

$$t_{\text{викл}} = \frac{1}{\omega} \arccos \frac{U_2}{U_{w2}}, \quad (5)$$

Максимальний струм в колі заряду конденсатора C_1 пов'язан зі сталим струмом в колі навантаження відомим співвідношенням [3]

$$U_1 \sqrt{C_1 / L_{w1}} = K_n \cdot I_H, \quad (6)$$

де $K_n = (1,5 \dots 2)$ – коефіцієнт пропорційності. При спільному вирішенні рівнянь (5) та (6) можливо знайти значення ємності C_1 , індуктивності L_{w1} враховуючи, що $t_{\text{викл}} = t_{\text{відн}}$, де $t_{\text{відн}}$ – мінімально необхідний час для відновлення запірних властивостей тиристора. Після відповідних перетворень отримаємо

$$C_1 = \frac{K_n \cdot I_H \cdot t_{\text{відн}}}{U_1 \cdot \arccos (U_2 / U_{w2})},$$
$$L_{w1} = \frac{U_1 \cdot t_{\text{відн}}}{K_n \cdot I_H \cdot \arccos (U_2 / U_{w2})}.$$

Розроблена схема вузла тиристорного керування для зміни фази струму в навантаженні магнітнорезистивного перетворювача має високу комутаційну стійкість, яка обумовлена тим, що заряд конденсатора C_1 відбувається від джерела підвищеної напруги гальванічно розв'язаного від джерела напруги живлення U_2 , що дозволяє змінювати його величину в широких межах без втрати працездатності схеми в цілому.

Література

1. Вунтесмері Вал.С., Смолянiнов В.Г., Витяганець А.І Засоби керування магнітнорезистивним перетворювачем активної потужності // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, Радіоапаратобудування.-2009- Вип. 38.-С. 73-78.
2. Замкнутые системы преобразования электрической энергии / Под ред. В. Я. Жуйкова. -К: Техніка; Братислава: Альфа. – 1989. - 360с.
3. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. - К.: Вища школа. - 1978. — 424с.

Смолянінов В.Г., Сухопара О.М. **Магніторезистивний перетворювач активної потужності з тиристорним керуванням.** Керування магніторезистивним перетворювачем (МРП) можливо здійснити електричним шляхом за рахунок зміни напруженості підмагнічуючого поля яка знаходиться в межах ферромагнітного резонансу плівки, що утворює чутливий елемент МРП. Регулювання фазових співвідношень потрібно проводити в ланцюзі струму який охоплює чутливий елемент МРП. Розроблена схема тиристорного керування МРП з гальванічною розв'язкою вузла комутації, наведені аналітичні вирази для розрахунку його елементів.

Ключові слова: магніторезистивний перетворювач, вузол комутації, тиристор

Смолянінов В.Г., Сухопара А.Н. **Магніторезистивний преобразователь активной мощности с тиристорным управлением.** Управление магніторезистивным преобразователем (МРП) можно реализовать электрическим путем за счет изменения напряженности подмагничивающего поля, что находится в пределах ферромагнитного резонанса пленки, которая образует чувствительный элемент МРП. Регулировку фазовых соотношений надо производить в цепи тока, которая охватывает чувствительный элемент МРП. Разработана схема тиристорного управления МРП с гальванической развязкой узла коммутации, представлены аналитические выражения для расчета его элементов.

Ключевые слова: магніторезистивный преобразователь, узел коммутации, тиристор

Smolyaninov V.G., Suchopara A.N. **The magnetoresistive transformer of active power with semiconductors of the knot operation.** This management it is possible to realize a magnetoresistive transformer by an electric way due to the change of tension of the field, that is within the limits of ferromagnetic resonance of tape which forms a pickoff. Regulation of phase correlations is necessary to be produced in the chain of current, which embraces a pickoff. The management facilities are considered with galvanic outcome and power semiconductors, the calculation of the switch elementes with the help of simple analytical equations.

Key words: magnetoresistive transformer, knot operation, semiconductors, direct current