

УДК 621.327

А. Лупенко, д-р. техн. наук, Т. Чомко

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна

РЕЗОНАНСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ З ФАЗОВИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ПОТУЖНОСТІ СВІТЛОДІОДНИХ МАТРИЦЬ

A. Lupenko, Dr., Prof., T. Chomko

RESONANT CONVERTER WITH PHASE POWER CONTROL OF LED MATRIXS

Світлодіодні матриці (СМ) набувають значного поширення в сучасних світлотехнічних системах, завдячуючи їх високій світловій віддачі, можливості створення потужних освітлювальних систем, простоті реалізації світлових приладів як для внутрішнього так і зовнішнього освітлення [1]. Вони дають змогу будувати високоякісні димінгові енергоефективні освітлювальні пристрої. Живлення СМ здійснюється за допомогою драйверів – пристроїв силової електроніки, які формують комфортне електромагнітне середовище як для СМ, так і для електромережі. Основним вузлом в ланцюжку енергетичних перетворень таких драйверів є перетворювач постійної напруги коректора коефіцієнта потужності в регульовану напругу (струм) живлення СМ.

В даній роботі розглядається двосекційний резонансний перетворювач постійної напруги з фазовим регулюванням потужності СМ. Такі резонансні перетворювачі мають високий ККД (0,95-0,99) завдячуючи малим комутаційним втратам в *силових ключах* («м'якій» комутації) та малим кондуктивним втратам сучасних електронних ключів.

Схема двосекційного резонансного перетворювача подана на рис.1. Кожна його секція складається з напівмостового інвертора на транзисторах $VT1, VT2$ ($VT3, VT4$), виходи яких через роздільні конденсатори C_s та дроселі L під'єднано до паралельного зв'язаних резонансного конденсатора C та первинної обвитки трансформатора T . Напруги в точках A_1 і A_2 є періодичними прямокутними імпульсами (рис. 2), зсувеними між собою на кут $\varphi = 0 \div \pi$ рад. Амплітуда цих імпульсів дорівнює напрузі живлення E , а їх коефіцієнт заповнення близький до 0,5. Майже синусоїдна змінна напруга резонансного конденсатора C через трансформатор T з коефіцієнтом трансформації n передається на випрямляч, вихідна напруга якого через фільтр $L_\phi C_\phi$ подається на навантаження R_o (СМ).

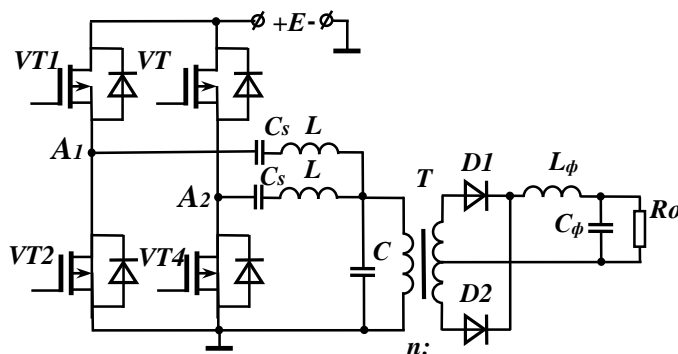


Рис. 1. Схема двосекційного драйвера

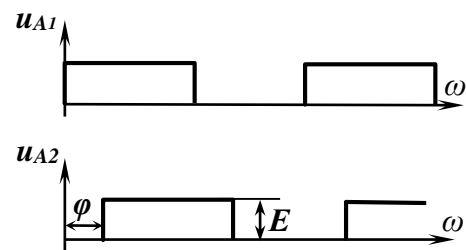


Рис. 2. Осцилограми імпульсів напівмостів

Еквівалентна схема резонансного інвертора подана на рис. 3. В цій схемі секції представлено джерелами синусоїдних напруг, R_i – еквівалентний опір навантаження інвертора (приведений опір випрямляча). Втрати кожної секції враховуються опором r .

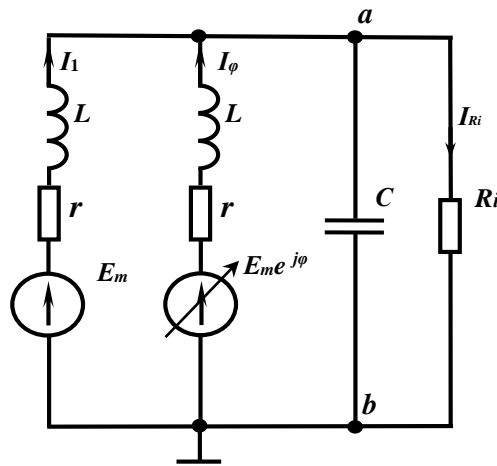


Рис. 3. Еквівалентна схема двосекційного інвертора

Комплексні амплітуди джерел напруг нерегульованої і регульовальної секцій:

$$\underline{E}_1 = E_m = \frac{2E}{\pi}, \quad \underline{E}_2 = E_m e^{-j\varphi}. \quad (1)$$

Для аналізу РІН введено позначення, зведені в табл.1: ω_0 – резонансна частота; ω – робоча частота інвертора; Z_0 – характеристичний опір; Q – добротність; Ω – відносна робоча частота (відношення робочої частоти інвертора до резонансної частоти).

Таблиця 1

$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{LC}}$	$Z_0 = \frac{2}{\omega_0 C}$	$Q = \frac{2R_i}{Z_0}$
$R = \frac{QZ_0}{2}$	$\omega C = \Omega \frac{2}{Z_0}$	$\omega L = \Omega Z_0$

За результатами аналізу отримано вирази, відповідно, для комплексної амплітуди напруги \underline{U}_{ab} на навантаженні інвертора, комплексних струмів \underline{I}_1 , \underline{I}_φ секцій інвертора, струму \underline{I}_{R_i} в еквівалентного опорі R_i інвертора та потужності P інвертора :

$$\underline{U}_{ab} = \frac{\sum_{i=1}^2 \underline{E}_i g_i}{\sum_{i=1}^2 g_i + \frac{1}{Z}} = \frac{1}{2} \frac{E_m \frac{1}{j\Omega Z_0} + E_m e^{j\varphi} \frac{1}{j\Omega Z_0}}{\frac{1}{j\Omega Z_0} + \frac{1 + j\Omega Q}{QZ_0}} = \frac{E}{\pi} \frac{1 + \cos \varphi - j \sin \varphi}{(1 - \Omega^2) + j \frac{\Omega}{Q}}. \quad (2)$$

$$\underline{I}_1 = \frac{E_m - \underline{U}_{ab}}{j\Omega Z_0} = \frac{2E}{\pi Z_0} \frac{\left[-\Omega + \frac{1}{2\Omega}(1 - \cos\varphi) \right] + j \left[\frac{1}{2\Omega} \sin\varphi + \frac{1}{Q} \right]}{j(1 - \Omega^2) - \frac{\Omega}{Q}}. \quad (3)$$

$$\underline{I}_\varphi = \frac{E_m e^{-j\varphi} - \underline{U}_{ab}}{j\Omega Z_0} = \frac{2E}{\pi Z_0} \frac{\left[\left(\frac{1}{2\Omega} - \Omega \right) \cos\varphi + \frac{1}{Q} \sin\varphi - \frac{1}{2\Omega} \right] + j \left[\left(\Omega - \frac{1}{2\Omega} \right) \sin\varphi + \frac{1}{Q} \cos\varphi \right]}{j(1 - \Omega^2) - \frac{\Omega}{Q}}. \quad (4)$$

$$\underline{I}_{Ri} = \frac{\underline{U}_{ab}}{R} = \frac{2E}{\pi Q Z_0} \frac{1 + \cos\varphi - j \sin\varphi}{j(1 - \Omega^2) - \frac{\Omega}{Q}}. \quad (5)$$

$$P = \frac{\underline{U}_{ab} \underline{I}_{Ri}^*}{2} = \frac{2E^2}{\pi^2 Q Z_0} \frac{1 + \cos\varphi}{(1 - \Omega^2)^2 + \left(\frac{\Omega}{Q} \right)^2}. \quad (6)$$

Потужність інвертора регулюється в межах від 100% до 0 при зміні фазового зсуву в межах від 0 до π рад.

За допомогою системи схемотехнічного моделювання MicroCap -10 проведено імітаційне моделювання резонансного перетворювача напруги для живлення світлодіодної матриці EPSX-VF88 з номінальними напругою 26 В та струмом 2,3 А. Перетворювач реалізовано на транзисторах IRF630 та діодах MBR10100. Вхідна напруга перетворювача $E=110$ В; коефіцієнт трансформації $n=4$; робоча частота $f=110$ кГц; індуктивності дроселів $L=239$ мкГн; ємність резонансного конденсатора $C=17,5$ нФ.

Результати моделювання добре узгоджуються з результатами проведеного аналізу.

Література

1. С. Антипин, Г. Королев. Светодиодные матрицы против одиночных светодиодов // Полупроводниковая светотехника. – № 5, 2011. – С. 52–54.