УДК 628.98

Володимир Медвідь, Ірина Белякова, Вадим Пісьціо
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна

ЗАПОБІГАННЯ АКУСТИЧНОГО РЕЗОНАНСУ В РОЗРЯДНИХ ЛАМПАХ ВИСОКОГО ТИСКУ ЗА ДОПОМОГОЮ ПСЕВДО-ВИПАДКОВОГО ЖИВЛЕННЯ

Запропоновано схему електронного баласту із високочастотним живленням для розрядних ламп високого тиску у котрій ослаблюється явище акустичного резонансу. Проаналізовано амплітуди напруг і струмів на виході баласту. Показано, що при зміні параметрів псевдовипадкового сигналу значення всіх амплітуд гармонік сигналу на виході баласту можна зробити меншім за заданий рівень.

Ключові слова: електронний баласт, високочастотне живлення ламп високого тиску, псевдовипадковий сигнал, акустичний резонанс.

Volodymyr Medvid, Iryna Beliakova, Piscio Vadim

ACOUSTIC RESONANCE PREVENTION IN HIGH-PRESSURE DISCHARGE LAMPS WITH A PSEUDO-RANDOM POWER SIGNAL

A scheme of electronic ballast with a high-frequency power supply for high-pressure discharge lamps, in which the phenomenon of acoustic resonance is attenuated, is proposed. The amplitudes of voltages and currents at the output of the ballast are analyzed. It is shown that by changing the parameters of the pseudo-random signal used, the values of the signal harmonics amplitudes at the ballast output can be made less than a specified level.

Keywords: electronic ballast, high-frequency power supply for high-pressure discharge lamps, pseudorandom signal, acoustic resonance.

Для газорозрядних ламп низького тиску широко використовують електронні баласти, які працюють на високих частотах [1]. Їх перевагою є: високий ККД, можливість регулювання струму лампи в заданих межах, збільшення світлової віддачі. Однак, при використанні високочастотних баластів з газорозрядними лампами високого тиску з'являється проблема виникнення в пальниках явища акустичного резонансу. Нестабільність дуги може виникати з лампами різних виробників, різними партіями того ж типу ламп і лампами в різні моменти часу їх.

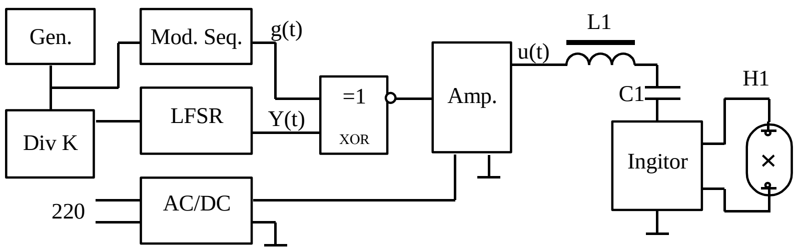

Рис. 1. Блок-схема запропонованого пристрою

Сигнал на виході підсилювача може бути записаний у вигляді: $u(t) = A\left(1 - 2\,Y(t) \oplus g(t)\right)$, де A - амплітуда сигналу на виході ключового підсилювача. Так як сигнали Y(t) та g(t) приймають лише значення логічних нуля і одиниці, то вираз може бути записаний у вигляді: $u(t) = A\left(2\,Y(t) - 1)(2\,g(t) - 1\right)$. Позначимо S(t) = 2Y(t) - 1, $q_0(t/\Delta T) = 2g(t) - 1$, тоді: $u(t) = A\ S(t)\ q(t/\Delta T)$.

Основна ідея схеми котра може дозволити запобігти виникненню акустичного резонансу [2], полягає в поданні на газорозрядну лампу деякого сигналу полярність котрого є "майже" випадковою величиною. Блок-схема запропонованого пристрою показана на рис. 1. Вона складається із тактового генератора Gen, котрий генерує на своєму виході тактовий сигнал у вигляді меандру із частотою 10-25 кГц, цей сигнал поступає на вхід формувача модулюючої послідовності (Mod. Seq.) довжиною K біт і на подільник частоти на K (Div K), котрий формує сигнал синхронізації генератора псевдо-випадкової послідовності на основі зсувного регістру із лінійним зворотнім зв'язком (LFSR - *linear feedback shift register*). Сигнал з виходу блоку LFSR Y(t) і заповнюючий сигнал g(t) об'єднуються між собою виключаючим-АБО (XOR). Отриманий вихідний сигнал поступає на ключовий підсилювач Amp., вихідний сигнал котрого u(t) подається через LC контур, та, при потребі, запалювальний пристрій, на лампу H1.

Регістр з лінійним зворотнім зв'язком (LFSR) складається із регістрів зсуву 1, на котрі поступають імпульси тактової частоти, та схеми зворотного зв'язку 2, що обчислює значення наступного біту, котрий і поступає на інформаційні входи регістра A та B. Як показано у [3], при деякому виборі точок відводу період послідовності сигналів, що генерується, буде максимальним і рівним $2^N - 1$. У такому випадку, дискретна автокореляційна функція (ДАКФ) рівна:

$$K_S(d) = \lim_{Q\to\infty} \frac{1}{2Q} \sum_{n=-Q}^{Q} S(n)\overline{S(n-d)} = \begin{cases} 1 & \text{при } d = z\,M \\ -1/M & \text{при } d \neq z\,M \end{cases}, \qquad (z \text{ - ціле число}). \tag{1}$$

Розглянемо неперервний сигнал u(t), що формується на основі згаданої вище дискретної послідовності, члени котрої слідують через інтервали часу ΔT і заповнюючого імпульсного сигналу $q(t/\Delta T)$, визначеного наступним чином:

$$q(\lambda) = \begin{cases} 0 & \text{якщо } \lambda < 0 \text{ або } \lambda \geq 1 \\ q_0(\lambda) & \text{якщо } 0 \leq \lambda < 1 \end{cases}. \tag{2}$$

Заповнюючий сигнал $q(t/\Delta T)$ за межами інтервалу $[0, \Delta T]$ приймемо рівним нулю. Відмітимо, що сигнал $q(t/\Delta T)$ - кусочно сталий, а також обмежений. Так як схема синхронізується від єдиного джерела тактового сигналу, а період повторень ΔT заповнюючого сигналу q(t) обраний рівним інтервалу сталості сигналу S(n), то сигнал u(t) може бути представлений як послідовність заповнюючих сигналів $q(t/\Delta T)$ зсунутих на інтервали ΔTn та взятих із знаком відповідного члена послідовності S(n). Доведемо, що цей сигнал може також бути записаний у вигляді згортки:

$$u(t) = \lim_{L\to\infty} \int_{-L\Delta T/2}^{L\Delta T/2} q(\tau/\Delta T) \sum_{n=-L}^{L-1} S(n)\delta(t-\tau-\Delta T n)d\tau \,. \tag{3}$$

Так як $q(t/\Delta T)$ тотожньо рівний 0 за межами інтервалу $[0, \Delta T]$ то:

$$u(t) = \lim_{L\to\infty} \int_{0}^{\Delta T} q(\tau/\Delta T) \sum_{n=-L}^{L-1} S(n)\delta(t-\tau-\Delta T n)d\tau \,. \tag{4}$$

Змінюючи порядок інтегрування і сумування і користуючись фільтруючою властивістю дельта-функцій $\delta(t)$ маємо:

$$u(t) = \lim_{L\to\infty} \sum_{n=-L}^{L-1} S(n) q(t/\Delta T - n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(n) q(t/\Delta T - n) \,. \tag{5}$$

Отже визначення u(t) через згортку тотожньо припасовуванню сигналів $q(t/\Delta T)$ зсунутих на інтервали ΔTn та взятих із знаком S(n). З останньої формули випливає що сигнал u(t) кусочно неперервний, кусочно сталий, а також обмежений. А так як послідовність S(n) періодична із періодом M, легко довести, що сигнал u(t) є теж періодичним із періодом $T_u = \Delta T\,M$ і може бути розкладений у ряд Фур'є на інтервалі

[$-T_u/2$, $T_u/2$] за частотами $\omega_k = \dfrac{2\pi k}{T_u} = \dfrac{2\pi k}{M\Delta T}$ із коефіцієнтами:

$$U(\omega_k) = \frac{1}{T_u}\int_{-T_u/2}^{T_u/2} u(t)\exp(-j\omega_k t)dt = \frac{1}{T_u}\int_{-T_u/2}^{T_u/2}\int_{0}^{\Delta T} q(\tau/\Delta T)\sum_{n=-\infty}^{\infty} S(n)\delta(t-\tau-\Delta T n)d\tau\exp(-j\omega_k t)dt\,. \qquad (6)$$

Враховуючі періодичність u(t) із періодом T_u маємо:

$$U(\omega_k) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}\int_{0}^{\Delta T} q(\tau/\Delta T)\sum_{n=-\infty}^{\infty} S(n)\delta(t-\tau-\Delta T n)d\tau\exp(-j\omega_k t)dt\,. \qquad (7)$$

Змінюючи порядок інтегрування і використовуючи фільтруючу властивість дельта-функції можна записати:

$$U(\omega_k) = \int_{0}^{\Delta T} q(\tau/\Delta T)\exp(-j\omega_k \tau)d\tau \lim_{L\to\infty}\frac{1}{2L\Delta T}\sum_{n=-L}^{L-1} S(n)\exp(-j\omega_k \Delta T n)\,. \qquad (8)$$

Позначимо розклад заповнюючої послідовності у ряд через $Q(\omega_k)$:

$$Q(\omega_k) = \frac{1}{\Delta T}\int_{0}^{\Delta T} q(\tau/\Delta T)\exp(-j\omega_k \tau)d\tau\,. \qquad (9)$$

тоді у наслідок періодичності S(n) із періодом M:

$$U(\omega_k) = Q(\omega_k)\lim_{L\to\infty}\frac{1}{2L}\sum_{n=-L}^{L-1} S(n)\exp(-j\omega_k \Delta T n) = \frac{Q(\omega_k)}{M}\sum_{n=0}^{M-1} S(n)\exp(-j\omega_k \Delta T n)\,. \qquad (10)$$

Розглянемо неперервну автокореляційну функцію (АКФ), котру запишемо для періодичного неперервного сигналу у наступній формі:

$$K_u(\tau) = \frac{1}{T_u}\int_{-T_u/2}^{T_u/2} u(t)\overline{u(t-\tau)}dt\,. \qquad (11)$$

Легко бачити, що при обмеженому u(t) функція $K_u(\tau)$ теж обмежена. Крім того у наслідок періодичності, кусочної неперервності і кусочної сталості, а також обмеженості сигналу u(t) АКФ може бути розкладена у ряд Фур'є за частотами ω_k. Коефіцієнти відповідного ряду, у такому випадку визначаються за формулою:

$$K_u(\omega_k) = \frac{1}{T_u^2}\int_{-T_u/2}^{T_u/2}\int_{-T_u/2}^{T_u/2} u(t)\overline{u(t-\tau)}\exp(-j\omega_k \tau)d\tau dt\,. \qquad (12)$$

Вводимо заміну змінних і враховуючі періодичність підінтегрального виразу:

$$K_u(\omega_k) = \frac{1}{T_u^2}\int_{-T_u/2}^{T_u/2} u(\xi)\exp(-j\omega_k \xi)d\xi\,\overline{\int_{T_u/2}^{T_u/2} u(\eta)\exp(-j\omega_k \eta))d\eta} = U(\omega_k)\overline{U(\omega_k)}\,. \qquad (13)$$

Підставивши в отриманий вище вираз визначення $U(\omega_k)$ маємо:

$$K_u(\omega_k) = \frac{Q(\omega_k)\overline{Q(\omega_k)}}{M^2}\sum_{n=0}^{M-1} S(n)\exp(-j\omega_k \Delta T n)\sum_{m=0}^{M-1}\overline{S(m)}\exp(j\omega_k \Delta T m)\,. \qquad (14)$$

Перегрупуючи суми і провівши заміну індексу сумування m = n - p маємо:

$$K_u(\omega_k) = \frac{Q(\omega_k)\overline{Q(\omega_k)}}{M^2}\sum_{n=0}^{M-1}\sum_{p=-n}^{M-1-n} S(n)\overline{S(n-p)}\exp(-j\omega_k \Delta T p)\,. \qquad (15)$$

Так як S(n - p) та $\exp(-j\omega_k\Delta T p)$ періодичні за індексом p із періодом M, то:

$$K_u(\omega_k) = \frac{Q(\omega_k)\overline{Q(\omega_k)}}{M^2}\sum_{p=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{M-1} S(n)\overline{S(n-p)}\exp(-j\omega_k \Delta T p)\,. \qquad (16)$$

Використавши визначення дискретної автокореляційної функції, маємо:

$$K_u(\omega_k) = \frac{Q(\omega_k)\overline{Q(\omega_k)}}{M}\sum_{p=0}^{M-1} \exp(-j\omega_k \Delta T\, p)\begin{cases} 1 & \text{при } p = z\,M \\ -1/M & \text{при } p \neq z\,M \end{cases}, \text{ (z - ціле число)}. \quad (17)$$

Так як $0 \leq p < M$, $K_s(p)$ набуває значення 1 лише при p = 0, і:

$$K_u(\omega_k) = \frac{Q(\omega_k)\overline{Q(\omega_k)}}{M}\left(1 - \frac{1}{M}\sum_{p=1}^{M-1} \exp(-j\omega_k \Delta T\, p)\right). \quad (18)$$

Сума обчислюється як сума геометричної прогресії при $\exp(-j\omega_k \Delta T) \neq 1$, а при $\exp(-j\omega_k \Delta T) = 1$ вона рівна M-1. Так як $\exp(-j\omega_k \Delta T) = 1$ при $\omega_k \Delta T = 2\pi z$, де z - ціле число, то:

$$K_u(\omega_k) = \frac{Q(\omega_k)\overline{Q(\omega_k)}}{M^2} \times \begin{cases} M+1 & \text{якщо } \omega_k \Delta T \neq 2\pi z \\ 1 & \text{якщо } \omega_k \Delta T = 2\pi z \end{cases}, \text{ (z - ціле число)}. \quad (19)$$

Звідки випливає, що, сигнал має амплітуду гармонік:

$$|U(\omega_k)| = \frac{|Q(\omega_k)|}{M} \times \begin{cases} \sqrt{M+1} & \text{якщо } \omega_k \Delta T \neq 2\pi z \\ 1 & \text{якщо } \omega_k \Delta T = 2\pi z \end{cases}, \text{ (z - ціле число)}. \quad (20)$$

Оцінимо тепер гармоніки струму у LC- колі, що складається із конденсатора C1 дроселя L1 та лампи H1. Використаємо псевдолінійну модель розрядної лампи: будемо вважати, що омічний опір $R_л$ і провідність лампи $G_л$ "майже не змінюються" за період T_u, і залежать лише від середньоквадратичного значення струму за період T_u, з іншого боку миттєві значення напруги і струму пов'язані між собою лінійною залежністю:

$$i_л(t) = u_л(t)/R_л. \quad (21)$$

У такому випадку струм і напруга лампи мають амплітуди гармонік:

$$|I(\omega_k)| = \frac{C1\,\omega_k |Q(\omega_k)|}{\left|-C1\,L1\,\omega_k^{\,2} + C1\,R_л\, j\,\omega_k + 1\right| M} \times \begin{cases} M+1 & \text{якщо } \omega_k \Delta T \neq 2\pi z \\ 1 & \text{якщо } \omega_k \Delta T = 2\pi z \end{cases}, \quad (22)$$

$$|U_л(\omega_k)| = \frac{R_л\, C1\,\omega_k |Q(\omega_k)|}{\left|-C1\,L1\,\omega_k^{\,2} + C1\,R_л\, j\,\omega_k + 1\right| M} \times \begin{cases} M+1 & \text{якщо } \omega_k \Delta T \neq 2\pi z \\ 1 & \text{якщо } \omega_k \Delta T = 2\pi z \end{cases}, \text{(z - ціле число)}. \quad (23)$$

Сигнал q(t) може бути обраним широкополосним, у такому випадку сигнал u(t) теж буде широкополосним, а так як $M = 2^N - 1$, то при збільшенні розрядності регістра LFSR на 2 розряди амплітуда гармонік напруги падає приблизно у 2 рази.

Тому обравши розрядність регістра значною можна зробити амплітуду гармонік на небезпечних частотах меншою за наперед задану величину і практично повністю позбавитись від акустичного резонансу при використанні високочастотного живлення розрядної лампи високого тиску.

Література

1. Панфилов Д.И., Поляков В.Д., Поляков Ю,Д., Барышников А.Н. Электронные пускорегулирующие аппараты для трубчатых люминесцентных ламп // Инженерная микроэлектроника. – 1999. - № 2. - С. 18-22.

2. Аналіз методів та схем запобігання виникненню явища акустичного резонансу в газорозрядних лампах високого тиску / Медвідь В., Белякова І., Пісьціо В. // Фундаментальні та прикладні проблеми сучасних технологій: матеріали міжнародної науково-технічної конференції до 100-річчя з дня заснування НАН України та на вшанування пам'яті Івана Пулюя (100-річчя з дня смерті), (Тернопіль, 23–24 травня 2018 року) - Тернопіль: ТНТУ, 2018. – С. 259-260.

3. Системы связи с шумоподобными сигналами. Варакин Л.Е. - М.: Радио и Связь, 1985 - 384 с.