

ДИФФЕРЕНЦИАТОР ПЕРЕМЕННОГО ТОКА, РАБОТАЮЩИЙ НА ПРЯМОУГОЛЬНОЙ НЕСУЩЕЙ

В. И. Гостев

К н е в

Фазоопережающие четырехполюсники с прерывателями (широкополосные, малочувствительные к изменениям несущей частоты дифференциаторы переменного тока) описаны во многих работах [1]. Устройства эти от схем «демодулятор-корректирующий контур постоянного тока-модулятор» отличаются меньшими габаритами, весом и стоимостью и не вносят нежелательного дополнительного запаздывания сигнала. В связи с этим они широко применяются в системах автоматического управления, работающих на нестабильной несущей частоте, где применение обычных RLC - и RC -контуров несущей частоты не представляется возможным. Часто входной амплитудно-модулированный сигнал несущей частоты, поступающий на дифференциатор переменного тока, имеет несущую прямоугольной формы. Такая несущая бывает, например, на выходе схем подавления квадратурного напряжения. Однако теоретическое и экспериментальное исследование дифференциаторов, работающих на прямоугольной несущей, в литературе не встречается.

Цель настоящей работы — теоретически обосновать инженерные расчеты и показать особенности работы дифференциаторов на прямоугольной несущей. Теоретические результаты экспериментально проверены на конкретной практической схеме, работающей в действующей следящей системе переменного тока.

Исследуемая схема дифференциатора (рис. 1, а) состоит из накопительных (дифференцирующих) конденсаторов C_1 , C_2 , синхронного переключателя, собранного на транзисторах T_1 — T_4 , и нагрузочного трансформатора Tr_2 . Сопротивление R_1 — ограничительное, конденсатор C_3 вместе с вторичной обмоткой трансформатора Tr_2 служит для выделения синусоидальной выходной несущей. Последовательно и встречно включенные транзисторы T_1 , T_2 и T_3 , T_4 образуют компенсированные транзисторные ключи, коммутируемые напряжением $u_k = u_k \sin \omega_n t$, где ω_n — угловая несущая частота. Когда один из ключей, составляющих синхронный переключатель, разомкнут (например, транзисторы T_1 , T_2 заперты, другой ключ — замкнут (транзисторы T_3 , T_4 открыты). Отсюда каждое плечо схемы (рис. 1, а) можно представить упрощенной схемой (рис. 1, б), которая является одной из основных схем дифференциаторов переменного тока с прерывателями [1]. Поэтому ее очень важно анализировать.

Рассмотрим однополупериодичную схему (рис. 1, б), когда на ее вход в момент времени $t = 0$ поступает единичный скачок напряжения

несущей частоты прямоугольной формы. Пусть прерыватель замыкает цепь в промежутках времени

$$2n \frac{\pi}{\omega_H} \leq t < (2n+1) \frac{\pi}{\omega_H},$$

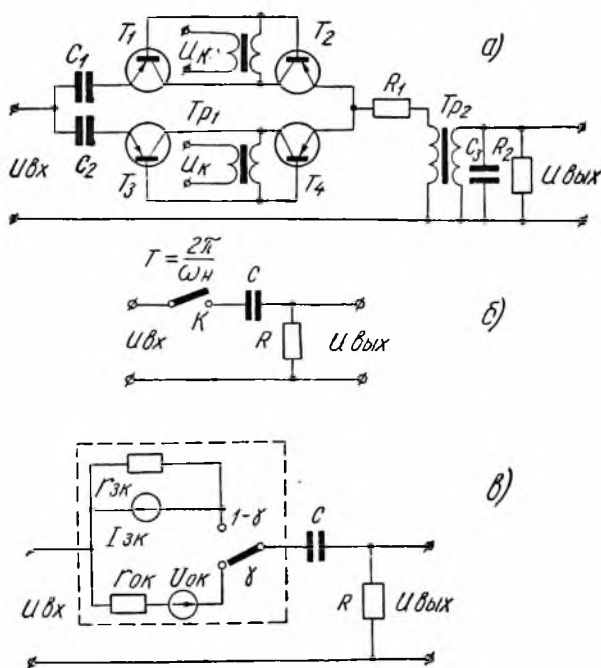


Рис. 1.

где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, когда на выходе имеются положительные импульсы напряжения. На основе метода квазистационарного анализа Фурье [1] средний ток в конденсаторе C за один период несущей частоты в этом случае будет равен

$$i_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - u_c(t)}{R} d\varphi = \frac{1 - u_c(t)}{2R}, \quad (1)$$

где $\varphi = \omega_H t$, а изменение напряжения на конденсаторе

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_c = \frac{1 - u_c(t)}{2RC}. \quad (2)$$

Отсюда

$$u_c(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T_1}}, \quad (3)$$

где $T_1 = 2RC$.

Огибающая выходного напряжения

$$G(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [1 - u_c(t)] \sin \varphi d\varphi = \frac{2}{\pi} e^{-\frac{t}{T_1}}. \quad (4)$$

Нетрудно заметить, что поскольку изображение огибающей входного сигнала $F(p) = L\{F(t)\} = \frac{1}{p}$, то эквивалентная (по огибающей) передаточная функция дифференциатора определяется по формуле

$$K(p) = \frac{G(p)}{F(p)} = \frac{L\{G(t)\}}{L\{F(t)\}} = \frac{2}{\pi} \frac{T_1 p}{1 + T_1 p}. \quad (5)$$

Из (5) видно, что дифференциатор (рис. 1, б) способен произвести максимальный фазовый сдвиг огибающей входного сигнала ψ_m в области низких частот модуляции, равный 90° . Как известно [1], схема (рис. 1, б), работающая на синусоидальной входной несущей, дает $\psi_m \leq 43^\circ$. Таким образом, работа дифференциатора на прямоугольной несущей позволяет увеличить ψ_m от 43 до 90° . Приведенный выше анализ, однако, сделан в предположении, что прерыватель K является идеальным, т. е. в замкнутом состоянии сопротивление прерывателя равно нулю, а в разомкнутом состоянии — бесконечности. Транзисторные прерыватели (ключи) отличаются от идеальных.

Рассмотрим схему (рис. 1, б), где в качестве прерывателя используется компенсированный транзисторный ключ с последовательным и встречным включением транзисторов (например, компенсированный ключ на транзисторах T_1, T_2 или идентичный ему ключ на транзисторах T_3, T_4). Такой прерыватель очень широко распространен, так как он использует для коммутации обоих транзисторов только одну обмотку трансформатора коммутирующего напряжения и позволяет коммутировать значительно большие величины сигнала по сравнению со схемой компенсированного ключа с параллельным включением транзисторов. Компенсированные транзисторные ключи рассмотрены в работе [2], где компенсированный ключ представлен эквивалентной схемой (пунктир на рис. 1, в). При неидеальности прерывателя схема (рис. 1, б) усложняется. Схема с реальным прерывателем изображена на рис. 1, в. Здесь $r_{з.к}$ и $r_{о.к}$ — сопротивления компенсированного ключа в закрытом и открытом состояниях, а $I_{з.к}$ и $U_{о.к}$ — соответственно остаточные ток и напряжение в компенсированном ключе. При соответствующем подборе транзисторов, образующих компенсированный транзисторный ключ, всегда возможна компенсация остаточных напряжений и токов, однако получить $r_{о.к} = 0$ и $r_{з.к} = \infty$ не представляется возможным. Проанализируем схему (рис. 1, в), принимая $I_{з.к} = 0$ и $U_{о.к} = 0$, но $r_{о.к} \neq 0$ и $r_{з.к} \neq \infty$.

Средний ток в конденсаторе C за один период несущей частоты состоит из суммы токов заряда и разряда, которые определяются по формулам

$$\bar{i}_{c_1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - u_c(t)}{R_{о.к}} d\varphi = \frac{1 - u_c(t)}{2R_{о.к}}; \quad (6)$$

$$\bar{i}_{c_2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - u_c(t)}{R_{з.к}} d\varphi = -\frac{1 + u_c(t)}{2R_{з.к}}, \quad (7)$$

где

$$R_{о.к} = R + r_{о.к}; \quad R_{з.к} = R + r_{з.к}. \quad (8)$$

Таким образом,

$$\bar{i}_c = \bar{i}_{c_1} + \bar{i}_{c_2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_{о.к}} - \frac{1}{R_{з.к}} \right) - \frac{u_c(t)}{2} \left(\frac{1}{R_{о.к}} + \frac{1}{R_{з.к}} \right) = \frac{1}{2R_A} - \frac{u_c(t)}{2R_B}, \quad (9)$$

где

$$R_A = \frac{R_{o.k} R_{з.к}}{R_{з.к} - R_{o.k}} = \frac{R^2 + (r_{з.к} + r_{o.k}) R + r_{з.к} r_{o.k}}{r_{з.к} - r_{o.k}}; \quad (10)$$

$$R_B = \frac{R_{o.k} R_{з.к}}{R_{з.к} + R_{o.k}} = \frac{R^2 + (r_{з.к} + r_{o.k}) R + r_{з.к} r_{o.k}}{2R + r_{з.к} + r_{o.k}}. \quad (11)$$

Изменение напряжения на конденсаторе

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_c = \frac{1}{2R_A C} - \frac{u_c(t)}{2R_B C} \quad (12)$$

или

$$2R_B C \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = \frac{R_B}{R_A}. \quad (13)$$

Решение этого уравнения при нулевых начальных условиях

$$u_c(t) = \frac{R_B}{R_A} (1 - e^{-\frac{t}{T_1}}), \quad (14)$$

где

$$T_1 = 2R_B C. \quad (15)$$

Огибающая выходного напряжения

$$\begin{aligned} G(t) &= \frac{1}{\pi} \frac{R}{R_{o.k}} \int_0^{\pi} [1 - u_c(t)] \sin \varphi d\varphi + \frac{1}{\pi} \frac{R}{R_{з.к}} \int_{\pi}^{2\pi} [-1 - u_c(t)] \sin \varphi d\varphi = \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{R}{R_B} \left[1 - \frac{R_B^2}{R_A^2} (1 - e^{-\frac{t}{T_1}}) \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

Эквивалентная передаточная функция дифференциатора

$$K(p) = \frac{G(p)}{F(p)} = pG(p) = Ga \frac{1 + \frac{T_1}{a} p}{1 + T_1 p}, \quad (17)$$

где

$$a = 1 - \frac{R_B^2}{R_A^2} \quad (18)$$

— коэффициент усиления на нулевой частоте;

$$G = \frac{2}{\pi} \frac{R}{R_B} \quad (19)$$

— коэффициент трансформации.

Максимальный фазовый сдвиг огибающей, обеспечиваемый дифференциатором,

$$\psi_m = \arcsin \frac{1-a}{1+a}, \quad (20)$$

а частота огибающей, на которой он встречается,

$$\Omega_m = \frac{\sqrt{a}}{T_1}. \quad (21)$$

Несложные расчеты по формулам (10—11) и (17—19) показывают, что дифференциатор с реальным прерывателем (компенсированным ключом на транзисторах), в отличие от дифференциатора с идеальным ключом, во-первых, не обеспечивает $\psi_m = 90^\circ$, хотя и дает значительные, в большинстве случаев практически достаточные, фазовые сдвиги огибающей и, во-вторых, вносит несколько большее затухание сигнала.

Отметим, что приведенный анализ схемы является приближенным, но дает достаточно точные для практики результаты при двух условиях: когда частота огибающей значительно меньше несущей частоты [1], и когда постоянная времени дифференциатора T_1 значительно больше периода несущей ($T_1 \gg 10T$). Эти условия обычно выполняются в реальных системах переменного тока.

Практическая схема дифференциатора (рис. 1, а) имеет следующие параметры. $R_1 = 1,5 \text{ ком}$; $C_1 = C_2 = 1 \text{ мкф}$; $R_2 = 6,8 \text{ ком}$; $C_3 = 0,05 \text{ мкф}$. Схема работает на несущей частоте $f_n = 1000 \text{ гц}$ ($\omega_n = 2\pi 1000$). Данные трансформаторов: коммутирующий трансформатор Tr_1 — ХВП25 $\times$ 15; $W_1 = 400$ витков; $\varnothing = 0,09$; $W_2 = W_3 = 50$ витков; $\varnothing = 0,21$, ПЭВ = 2; нагрузочный трансформатор — ХВП, 25 $\times$ 15; $W_1 = 1000$ витков; $W_2 = 1200$ витков; $\varnothing = 0,09$, ПЭВ-2. Дифференциатор нагружается на эмитерный повторитель, имеющий $R_{вх_{э.п}} = 12 \text{ ком}$. Таким образом, нагрузка дифференциатора

$$R'_n = \frac{R_2 R_{вх_{э.п}}}{R_2 + R_{вх_{э.п}}} = \frac{6,8 \cdot 12}{18,8} = 4,35 \text{ ком},$$

а пересчитанная в первичную обмотку трансформатора Tr_2 нагрузка составляет

$$R_n = r^2 R'_n = 0,69 \cdot 4,35 = 3 \text{ ком},$$

где r — отношение числа витков W_1 первичной обмотки к числу витков W_2 вторичной обмотки Tr_2 . Таким образом, сопротивление в эквивалентной схеме (рис. 1, в) составляет: $R = R_1 + R_n = 4,5 \text{ ком}$. Сопротивления $r_{о.к}$ и $r_{з.к}$ компенсированного транзисторного ключа на транзисторах типа П16 при амплитуде коммутирующего напряжения $U_k = 0,8 \text{ в}$, равны: $r_{о.к} = 23 \text{ ом}$; $r_{з.к} = 2 \text{ мом}$. Таким образом, для данной схемы находим

$$R_{о.к} = R + r_{о.к} = 4523 \text{ ом}, \quad R_{з.к} = R + r_{з.к} = 2004500 \text{ ом};$$

$$R_A = \frac{R_{о.к} R_{з.к}}{R_{з.к} - R_{о.к}} = 4535 \text{ ом}; \quad R_B = \frac{R_{о.к} R_{з.к}}{R_{о.к} + R_{з.к}} = 4503 \text{ ом}.$$

Коэффициент усиления на нулевой частоте

$$a = 1 - \frac{R_B^2}{R_A^2} = 0,019.$$

Максимальный фазовый сдвиг по формуле (20) $\psi_m = 76^\circ$.
Постоянная времени дифференциатора

$$T_1 = 2R_B C = 2 \cdot 4503 \cdot 10^{-6} = 0,009 \text{ сек}.$$

Частота, на которой имеет место максимальный фазовый сдвиг огибающей,

$$\Omega_m = \frac{\sqrt{a}}{T_1} = 15,3 \text{ рад/сек}, \text{ т. е. } F_m = \frac{\Omega_m}{2\pi} = 2,5 \text{ гц}.$$

Частоты сопряжения для ЛАХ дифференциатора определяются

$$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{T_1} = 2,11 \text{ рад/сек}; \quad \left(F_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi} = 0,336 \text{ гц}\right);$$

$$\Omega_2 = \frac{1}{T_1} = 112 \text{ рад/сек}; \quad \left(F_2 = \frac{\Omega_2}{2\pi} = 17,7 \text{ гц}\right).$$

При условии, что схема (рис. 1, а) двухполупериодная, и выходное напряжение снимается с делителя R_1, R_n через трансформатор Tr_2 , коэффициент трансформации G для этой схемы определяется

$$G = 2 \frac{2}{\pi} \frac{R}{R_B} \cdot \frac{R_n}{R_1 + R_n} \cdot \frac{1}{r} = \frac{4}{\pi} \frac{R_n}{R_F} \cdot \frac{1}{r} = \frac{4 \cdot 3000 \cdot 1,2}{3,14 \cdot 4503} \approx 1.$$

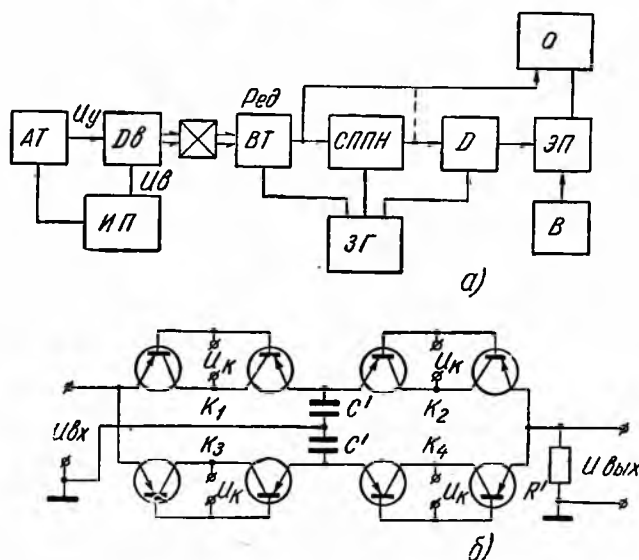


Рис. 2.

Дифференциатор испытывали на блок-схеме, изображенной на рис. 2, а. Амплитудно-модулированное напряжение вида

$$u = U \sin \Omega t \sin \omega_n t$$

получается при помощи вращающегося трансформатора BT (типа 4ВТМЕ-5П), который через редуктор $Ред$ соединен с двигателем $Дв$ (типа ДИД-0,5). Обмотка возбуждения двигателя питается напряжением u_B от источника $ИП$ (40 в, 400 гц) непосредственно, а обмотка управления двигателя — через автотрансформатор $АТ$ — напряжением u_Y . Угловая частота модуляции $\Omega = 2\pi F$ регулируется изменением напряжения u_Y при помощи автотрансформатора $АТ$, а также выбором коэффициента передачи редуктора $Ред$. Напряжение питания несущей частоты 1000 гц на вращающийся трансформатор BT подается от звукового генератора $ЗГ$ (типа $ЗГ-14$). Одновременно напряжение от последнего поступает в качестве коммутирующего напряжения на дифференциатор D и на специальную схему получения прямоугольной несущей $СППН$ (рис. 2, б).

Схема *СППН* состоит из четырех компенсированных транзисторных ключей $K_1—K_4$ (ключи такие же, как в схеме дифференциатора), двух накопительных конденсаторов C' (по 10 мкф) и сопротивления нагрузки R^1 . Схема имеет постоянную времени по огибающей $T \simeq \simeq 2r_{0.к} C^1 = 2 \cdot 23 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0,46 \cdot 10^{-3}$ сек, и поэтому весьма мало влияет на характеристики участка *СППН* — дифференциатор *Д*. Амплитудно-модулированное напряжение с *ВТ* поступает на схему *СПДН* и далее на вход дифференциатора *Д*. Выходное напряжение дифференциатора через эмитерный повторитель *ЭП* поступает на вход двухлучевого осциллографа *О* (типа С1-16). На другой вход осциллографа поступает напряжение с выхода *ВТ* или схемы *СППН*. Питается *ЭП* от выпрямителя *В* (24 в).

При помощи двухлучевого осциллографа измеряется фазовый сдвиг ψ огибающей выходного напряжения относительно напряжения на выходе, а также измеряются амплитуды этих огибающих при различных частотах $\Omega = 2\pi F$. Таким образом определяются амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики дифференциатора. На рис. 3 показаны осциллограммы входного (сверху) и выходного (снизу) напряжений дифференциатора, снятые с экрана двухлучевого осциллографа соответственно при частотах огибающей F , равных 0,6 гц (а), 0,7 гц (б), 0,75 гц (в), 0,8 гц (г), 0,9 гц (д), 1 гц (е), 1,3 гц (ж), 1,7 гц (з), 3 гц (и), 5 гц (к). Построенные в логарифмическом масштабе характеристики дифференциатора показаны на рис. 4 (экспериментальные кривые — сплошной расчетные, вычисленные по формулам

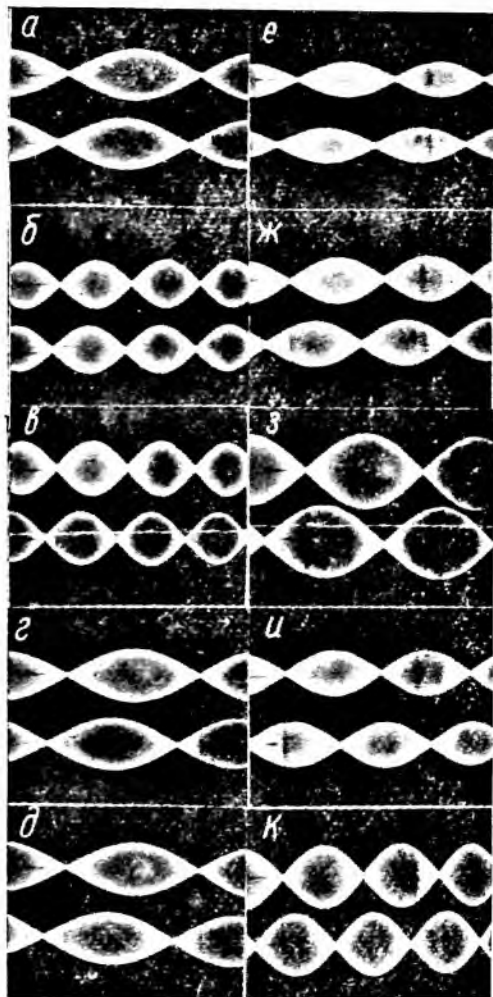


Рис. 3.

$$L(F) = 20 \lg N(F) = 20 \lg Ga \sqrt{\frac{1 + \left(2\pi \frac{T_1}{a} F\right)^2}{1 + (2\pi T_1 F)^2}} \text{ дб}, \quad (22)$$

$$\psi(F) = \arctg\left(2\pi \frac{T_1}{a} F\right) - \arctg(2\pi T_1 F) \text{ град}, \quad (23)$$

пунктирной линией).

На основании рис. 4 можно сделать вывод, что изложенный анализ позволяет весьма точно определить максимальный фазовый сдвиг ψ_m и частоту F_m , на которой имеет место данный сдвиг огибающей. Поэтому описанный анализ весьма полезен при проектировании систем переменного тока. Вместе с тем нужно отметить, что фазовая характеристика

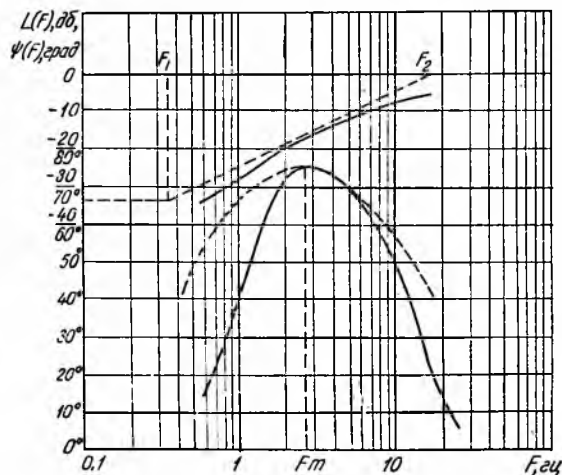


Рис. 4.

дифференциатора является более узкой в отличие от расчетной. В связи с этим при детальном исследовании спроектированной системы автоматического управления, использующей данный дифференциатор переменного тока, желательно пользоваться экспериментальной кривой.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Гостев. Корректирующие четырехполосники с прерывателями. Изд-во «Техника», К., 1965.
2. В. И. Анисимов, А. П. Голубев. Транзисторные модуляторы. Изд-во «Энергия», М. — Л., 1964.