

Ц 704  
Д-721

24/X - 68

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

2345



М.Н. Дражев

ЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ  
ЗАДЕРЖКИ ЛИНИЙ НАНОСЕКУНДНОГО  
И ПИКОСЕКУНДНОГО ДИАПАЗОНА

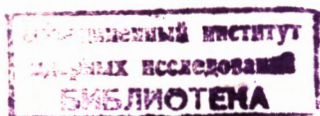
ЛАБОРАТОРИЯ НЕЙТРОННОЙ ФИЗИКИ

1965

3615/3 48.

М.Н. Дражев

ЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ  
ЗАДЕРЖКИ ЛИНИЙ НАНОСЕКУНДНОГО  
И ПИКОСЕКУНДНОГО ДИАПАЗОНА



Область применения линий задержки в ядерно-физических экспериментах довольно широка. Линии встречаются не только как схемные элементы формирования, но и как независимые задающие или калибровочные системы, например, в спектрометрических устройствах наносекундного диапазона.

Для этой цели часто в лабораторной практике применяются отрезки коаксиального кабеля определенной длины  $l$ ; при этом получаемая задержка имеет вид:

$$t = \frac{l}{v}. \quad (1)$$

Здесь  $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}$  - скорость распространения, где  $c = 3 \cdot 10^{10}$  см·сек<sup>-1</sup>,  $\epsilon$  - диэлектрическая проницаемость, а  $\mu$  - магнитная проницаемость среды.

Как известно, в большинстве современных коаксиальных кабелей диэлектриком является кабельный полиэтилен ( $\epsilon \approx 2,2-2,3$ ,  $v \approx 2 \cdot 10^{10}$  см·сек<sup>-1</sup> и задержка на единицу длины  $t_0$  составляет  $\approx 5 \cdot 10^{-9}$  сек·м<sup>-1</sup>), или тетрафторэтилен - фторопласт 4 ( $\epsilon \approx 2,00$ ,  $v \approx 2,1 \cdot 10^{10}$  см·сек<sup>-1</sup> ( $t_0 \approx 4,7 \cdot 10^{-9}$  сек·м<sup>-1</sup>)).

Необходимо иметь в виду, что у используемых кабелей часто наблюдаются отклонения от номинальных значений и калибровочные системы задержки, построенные с их помощью, всегда нуждаются в дополнительной экспериментальной проверке и измерении.

Применение импульсных цифровых устройств для этих целей из-за их недостаточного разрешения неудобно. Использование измерительных систем аналогового типа, например, конверторы время - амплитуда, несмотря на высокое разрешение, которое можно получить с их помощью, (например,  $10^{-11}$  сек) неудобно тем, что подобные устройства нуждаются в предварительной калибровке.

Осциллографические методы более пригодны для измерения коротких временных задержек<sup>1,2/</sup>.

Среди частотных методов можно указать на систему, использующую изменение сеточного тока в.ч. генератора<sup>3/</sup>, а также и на фазовый метод, действие которого основано на определении фазовой разницы, возникающей при распространении синусои-

дальных колебаний вдоль линии благодаря вносимой ею задержке. Несмотря на ряд преимуществ этот метод находит сравнительно ограниченное применение, так как предполагает наличие точного в.ч. генератора (или волномера) и подходящего фазочувствительного индикаторного устройства.

С использованием стоячих волн (благодаря отражениям на несогласованных концах линии) связан другой частотный метод, которым можно определять электрическую длину, т.е. временную задержку измеряемой линии по частоте возбуждающего генератора.

При этом в случае короткозамкнутой линии длины  $l$  (при пренебрежении потерями) на ее входе, как известно, ток максимальный и напряжение минимальное, когда:

$$l = n \frac{\lambda}{2}, \quad (2)$$

где  $n$  - целое число, и наоборот  $J = \min$  и  $U = \max$  при:

$$l = (2n - 1) \frac{\lambda}{4}. \quad (3)$$

Тогда, во втором случае длина волн будет:

$$\lambda = \frac{4l}{2n - 1}, \quad (4)$$

а так как скорость распространения  $v = F \lambda$  (где  $F$  - частота питающего генератора) и задержка, вносимая измеряемой линией на единицу длины равна  $t_0 = \frac{1}{v}$ , то задержка измеряемого отрезка будет

$$t = \frac{T}{4} (2n - 1). \quad (5)$$

где  $T$  - период колебаний питающего генератора.

Точность определения задержки посредством этого метода недостаточная - главным образом из-за ошибок определения частот, при которых наблюдается возникновение стоячих волн. Это происходит из-за пологого характера максимума (минимума), вследствие чего работа индикаторных устройств (даже индикаторных устройств дискриминаторного типа <sup>14/</sup>) недостаточно четка.

Чтобы избежать неудобств вышеуказанного принципа измерения, предлагается применение активного частотного метода, при котором исследуемая линия используется в качестве коаксиального резонатора и тем самым определяет частоту генерации автоколебательного устройства.

Известно, что общий случай генераторной системы можно представить как комбинацию колебательного четырехполюсника и возбуждающего четырехполюсника, замкнутых цепью положительной обратной связи (рис. 1).

При этом колебательный четырехполюсник можно охарактеризовать следующими параметрами:

$$\text{затухание} - A_{(F)} = \frac{U_1}{U_2};$$

$$\text{взаимная проводимость} - M_{(F)} = \frac{J_1}{U_2};$$

$$\text{входная проводимость} - Y_{1(F)} = \frac{J_1}{U_1} = \frac{M}{A}.$$

(В общем случае  $A$ ,  $M$  и  $Y_1$  являются функциями частоты  $F$ ).

Возбуждающий (усилительный) четырехполюсник описывается:

$$\text{эквивалентной крутизной} - S_{(F)} = \frac{J_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}};$$

$$\text{коэффициентом усиления} - K_{(F)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{S_{\text{ЭКВ}}}{Y_1 + G_1};$$

$$\text{выходной проводимостью} - G_{1(F)} = \frac{J_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}};$$

$$\text{входным сопротивлением} - Z = \frac{U_{\text{ВХ}}}{J_{\text{ВХ}}}.$$

Поскольку  $U_{\text{ВЫХ}} = U_1$  и  $U_{\text{ВХ}} = U_2$ , то для соблюдения условия самовозбуждения системы коэффициент усиления  $K$  должен быть не менее затухания  $A$ , т.е.  $K \geq A$  и, имея в виду, что  $Y_1 = \frac{M}{A}$ ,  $\frac{S_{\text{ЭКВ}}}{A(\frac{M}{A} + G_1)} \geq 1$ ,

(6)

или

$$A(j\omega) G_1 + M(j\omega) = S_{\text{ЭКВ}}(j\omega). \quad (7)$$

Если колебательный четырехполюсник можно представить эквивалентной схемой, показанной на рис. 2, то его общее затухание будет:

$$A = \frac{Z_4 (Z_1 + Z_3 \parallel Z_4)}{Z_{\text{ВХ}} (Z_3 \parallel Z_4)}, \quad (8)$$

где  $Z_3$  представляет полное входное сопротивление закороченного отрезка измеряемой линии, а  $Z_4 = \frac{Z_2 Z_{\text{ВХ}}}{Z_2 + Z_{\text{ВХ}}}$  (знак  $\parallel$  - параллельное соединение).

Имея в виду, что

$$Z_3 = Z_{\text{Л}} \operatorname{th}(\beta_{\text{Л}} + j \frac{2\pi}{\lambda}) \ell, \quad (9)$$

входное сопротивление линии  $Z_3$  приобретает максимальную величину  $Z_{30}$  только в случае, когда:  $\ell = \frac{\lambda}{4} (2n - 1)$ , т.е.  $t = \frac{T}{4} (2n - 1)$

и тогда  $Z_{30} \approx \frac{Z_{\text{л}}}{\beta_{\text{л}} \ell}$ , или исходя из того, что  $\beta_{\text{л}} = \frac{R'_{\text{л}}}{2 Z_{\text{л}}}$ ,

$$Z_{30} \approx \frac{2 Z_{\text{л}}^2}{R_0}. \quad (10)$$

Здесь  $\beta_{\text{л}}$  - затухание линии (нп.км<sup>-1</sup>),  $R'_{\text{л}}$  - распределенное сопротивление линии (ом.км<sup>-1</sup>),  $\ell$  - длина линии и  $Z_{\text{л}}$  - волновое сопротивление линии, а  $R_0$  - сопротивление потерь.

Выбирая для  $Z_1$  и  $Z_2$  подходящие величины (например,  $Z_1 = Z_2 = Z_{30}$ ), можно добиться того, чтобы условие  $A = K$  для возникновения колебаний в системе выполнялось только в случае, когда  $Z_3 \approx Z_{30}$ , т.е. когда  $\frac{T}{4}(n-1) = t$ , и, измеряя частоту генерации  $F = \frac{1}{T}$ , можно определить задержку  $t$  с достаточной точностью.

С целью проверки этого метода с помощью экспериментальной установки, показанной на рис. 3, были сделаны некоторые предварительные измерения. В качестве возбуждающего четырехполюсника использовался простой RC усилитель на лампах 6Ж9П.

Так как метод проверялся при различных затуханиях линий, то для удобства сохранения условия возникновения и поддержания генерации  $A = K$  в усилитель была введена автоматическая регулировка усиления  $K$  в зависимости от амплитуды выходного сигнала, что значительно уменьшило нелинейные искажения.

Измеряемая линия ЛЗ<sub>х</sub> с задержкой  $t_x$  включалась в четырехполюснике непосредственно, а через отрезки коаксиального кабеля ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub> с задержкой  $t_1$  и  $t_2$ . Тогда для определения неизвестной задержки каждый раз проводилось два измерения - первый раз измерялась частота  $F_A$ , которая соответствовала общей задержке  $t_A = t_1 + t_x + t_2$ , а второй раз - измерялась частота  $F_B$ , которая отвечала задержке  $t_B = t_1 + t_2$  (т.е. без измеряемой линии), и неизвестная задержка определялась как разность:

$$t_x = t_A - t_B \quad t_x \approx \frac{1}{F} (T_A - T_B), \quad (11)$$

где  $T_A$  и  $T_B$  периоды частот  $F_A$  и  $F_B$ .

Подобная схема включения имеет ряд преимуществ: она позволяет проводить для определенной линии измерения при различных рабочих частотах (т.е. при различных величинах начальных задержек) и позволяет, исходя из воспроизводимости результатов, получать представление о точности, с которой определяется  $t_x$ .

Необходимо учитывать и то, что во многих случаях исследуемую линию приходится присоединять к измерительной системе не непосредственно, а через соединитель-

ные кабели, которые тогда представляются отрезками ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub>. Кроме того, если  $t_x \ll t_1 + t_2$  (т.е.  $F_A \approx F_B$ ) в случаях, когда систематическая ошибка определения частоты намного превышает дисперсию, можно считать, что знак отклонения для  $F_A$  и для  $F_B$  остается один и тот же, а отсюда уменьшается и ошибка, с которой определяется  $t_x$ .

Другим удобством является и возможность проводить измерения малых задержек пикосекундного диапазона, работая на сравнительно невысоких рабочих частотах (например,  $F \sim 10^7$  гц).

При подобном включении также сохраняются постоянными рабочие условия на концах 1 и 6 линии, а это особенно важно, так как на открытом конце (1) максимальную величину имеет напряжение, а на закороченном (6) — ток, и случайные изменения емкости в (1) и индуктивности короткого замыкания в (6) могут ввести нежелательные ошибки.

В связи с тем, что волновое сопротивление  $Z_d$  измеряемых линий равнялось 75 ом, для ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub> были использованы линии с таким же волновым сопротивлением (например, коаксиальный кабель РК<sub>1</sub>).

При рабочих частотах порядка нескольких Мггп величина  $Z_{30}$  составляла примерно  $2 \cdot 5 \cdot 10^3$  ом. Исходя из этого и с целью уменьшения связи линии с усилительным четырехполюсником, для  $C_1$  и  $C_2$  была выбрана величина  $\sim 2 \cdot 10^{-12}$  ф.

С вышеописанным устройством измерялись различные линии с величиной задержки от десятков наносекунд до сотен пикосекунд. При этих измерениях использовались кварцованный волномер (тип 526 У), а также кварцованный частотомер цифрового типа (модель ЧЗ-4).

При определении точности, получаемой этим методом, была сделана оценка вкладов некоторых возможных источников погрешностей, связанных с наличием разности между рабочей частотой и частотой измерения линии.

В связи с тем, что свободный конец линии (1) при измерении всегда нагружен на некоторую дополнительную емкость  $C$ , реальная электрическая длина линии  $\ell$  увеличивается на некоторую величину  $\Delta \ell$  и вводимая ошибка нарастает с повышением частоты  $F$ .

Так как

$$\frac{\Delta \ell}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \arctg \omega CZ_{\text{л}}, \quad (12)$$

из-за малости  $\omega CZ_{\text{л}}$  и пренебрегая концевыми эффектами, получаем

$$\Delta \ell \approx \frac{\lambda}{2\pi} \omega CZ_{\text{л}},$$

где  $\lambda = \frac{v}{F}$ , а  $Z_{л}$  - волновое сопротивление линии. Отсюда можно выразить относительную ошибку (имея в виду, что  $\ell = \frac{\lambda}{4}$ )

$$\delta_c = \frac{\Delta \ell}{\ell} = 4 F C Z_{л}. \quad (13)$$

Для вышерассмотренной экспериментальной установки, например,  $C_1 = C_2 = 2 \cdot 10^{-12}$  ф и в связи с тем, что емкости связи  $C_1$  и  $C_2 \ll C_{вх}$  и  $C_{вых}$  (общая дополнительная емкость на конце линии должна составлять величину  $C = 4 \cdot 10^{-12}$  ф (здесь  $C_{вх}$  и  $C_{вых}$  - входная и выходная емкость усилительного четырехполюсника). Тогда для частоты измерения, например,  $F = 2 \cdot 10^6$  гц относительная ошибка равна:

$$\delta_c = \frac{\Delta t}{t} = 2,4 \cdot 10^{-3} = +0,24 \%. \quad (14)$$

Дополнительная погрешность, связанная с другим возможным источником - наличием индуктивности  $L$  в цепи короткого замыкания в конце (в) линии, обыкновенно бывает намного меньше.

Поскольку для линии с индуктивностью  $L$  в закороченном конце отношение

$$\frac{\Delta \ell}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \arctg \frac{\omega L}{Z_{л}}, \quad (15)$$

то удлинение линии  $\Delta \ell$  из-за наличия индуктивности будет:

$$\Delta \ell_L = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\omega L}{Z_{л}}, \quad (16)$$

а отсюда можно выразить относительную ошибку:

$$\delta_L = \frac{\Delta \ell}{\ell} = 4 F \frac{L}{Z_{л}}. \quad (17)$$

Так как на практике не представляет трудности снизить индуктивность короткого замыкания до величины порядка  $10^{-9}$  гн в обычных условиях (частоты измерения порядка нескольких Мгц), то для  $\frac{\Delta \ell}{\ell}$  получается величина порядка

$$\delta_L = 10^{-4} = 0,01 \%. \quad (18)$$

Погрешность, которая вводится наличием затухания в линии, незначительна. Как известно, в линиях с потерями постоянная распространения  $\bar{\gamma} = a + j\beta$  может быть представлена:

$$\bar{\gamma} = j\beta_0 \sqrt{(1 - jd_1)(1 - jd_2)}, \quad (19)$$

где  $a$  - коэффициент затухания,  $\beta$  - постоянная сдвига фазы, (для линий без потерь  $\beta_0 = \omega \sqrt{L' C'}$ ,  $d_1 = \frac{R'}{\omega L'}$  - продольное затухание,  $d_2 = \frac{G'}{\omega C'}$  - поперечное затухание,  $C'$  - распределенная емкость,  $L'$  - распределенная индуктивность, а  $G'$  - распределенная проводимость линии).



В случаях, когда  $d_1$  и  $d_2 \ll 1$ , разлагая (17) в ряд, можно получить<sup>/5/</sup>:

$$\beta = \beta_0 + \Delta\beta \approx \beta_0 [1 + 0,125 (d_1 - d_2)^2] . \quad (18)$$

Выражая скорость распространения через угловую частоту и постоянную сдвига фазы  $v = \frac{\omega}{\beta}$ , при наличии потерь получаем:

$$v \approx \frac{1}{\sqrt{L'C'} [1 + 0,125 (d_1 - d_2)^2]} . \quad (19)$$

Таким образом, относительная ошибка определения задержки, связанная с тем, что спектр рабочих частот может простирается выше чем частоты измерения вследствие частотной зависимости, будет равна:

$$\delta_d = \frac{v_0 - v}{v_0} \approx 1 - \frac{1}{1 + 0,125 (d_1 - d_2)^2} \quad (20)$$

(здесь  $v_0$  - скорость распространения в линии при отсутствии потерь).

Принимая во внимание малость  $0,125 (d_1 - d_2)^2$ , для относительной ошибки получаем величину, равную:

$$\delta_d \approx 0,125 (d_1 - d_2)^2 .$$

Расчеты показывают, что в обычных условиях измерений  $\delta_d$  можно пренебречь.

Другим источником дополнительной погрешности может являться температурная и частотная зависимости диэлектрической константы кабельного диэлектрика.

Так, например, относительная ошибка, с которой определяется задержка из-за температурных изменений  $\epsilon$ , может принимать значения порядка  $0,01\%/C^\circ$ , а относительная ошибка из-за частотной зависимости - порядка  $0,05\%/Mггц^{1/3}$ .

Вышеуказанные величины являются ориентировочными - они в большой степени зависят от чистоты кабельного полиэтилена.

Хотя фазовая крутизна колебательного четырехполюсника  $/r = d\phi / d\omega /$  невелика, вследствие слабой связи его с усилительным четырехполюсником, параметры последнего сравнительно мало влияют на точность измерения. Так, например, при изменении анодного напряжения на  $\pm 10\%$ , относительное изменение  $\frac{\Delta F}{F}$  не превышает  $0,008\%$ , а при изменении напряжения канала на  $\pm 10\%$ ,  $\frac{\Delta F}{F}$  не превышает  $0,01\%$ . Дальнейшее уменьшение влияния усилительного четырехполюсника можно добиться путем введения катодного повторителя на его входе.

В качестве иллюстрации возможностей данного метода в таблице 1 и 2 приведены данные измерений линий с задержкой в  $0,5 \cdot 10^{-9}$  сек и  $1,06 \cdot 10^{-9}$  сек соответственно.

В первом случае применялся гетеродийный волномер, а во втором – использовался частотомер цифрового типа.

С учетом среднеквадратичной ошибки значенке измеряемой величины задержки в первом случае равно:

$$t_{x_1} = 504,7 \cdot 10^{-12} \text{ сек} \pm 1,7 \cdot 10^{-12} \text{ сек},$$

а исходя из данных в таблице 2, задержка равна:

$$t_{x_2} = 1058,0 \cdot 10^{-12} \text{ сек} \pm 0,6 \cdot 10^{-12} \text{ сек}.$$

Простота и удовлетворительная точность описанного активного резонансного метода позволяют надеяться, что он может найти себе применение в измерениях на линиях наносекундного и пикосекундного диапазона.

Т а б л и ц а 1

№	Частота генерации $F_A \cdot 10^3$ гц	Частота генерации $F_B \cdot 10^3$ гц	Задержка $t \cdot 10^{-12}$ сек	$\Delta t \cdot 10^{-12}$ сек
1	7871,9	7821,6	503	-1,7
2	7358,2	7307,5	507	+2,3
3	6844,2	6793,6	506	+1,3
4	6338,4	6288,6	495	-9,7
5	5821,1	5769,9	512	+7,3
6	5035,9	5255,0	509	+4,3
7	3928,5	3878,1	504	-4,3
8	3111,0	3060,1	509	+4,3
9	2949,5	2899,2	503	-1,7
10	2737,4	2687,5	499	-5,7

$$t_{cp} = 504,7 \cdot 10^{-12} \text{ сек}$$

Т а б л и ц а 2

№	Частота генерации $F_A [ 10^3 \text{ гц } ]$	Частота генерации $F_B [ 10^3 \text{ гц } ]$	Задержка $t [ 10^{-12} \text{ сек } ]$	$\Delta t 10^{-12} \text{ сек}$
1	2019,45	2007,39	1054,7	-3,27
2	1940,08	1924,31	1056,0	-1,87
3	1866,23	1851,61	1057,0	-0,87
4	1798,40	1784,81	1058,5	+0,53
5	1735,06	1722,40	1059,1	+1,13
6.	1676,22	1664,39	1060,1	+2,13
7	1620,74	1609,69	1058,9	+0,93
8	1570,34	1559,98	1057,3	-0,67
9	1522,40	1512,65	1058,5	+0,53
10	1477,07	1467,88	1059,8	+1,63

$$t_{\text{ср.}} = 1058,0$$

#### Л и т е р а т у р а

1. Л. Моругин, Г. Глебович. Наносекундная импульсная техника. "Советское радио" М, 1964.
2. J., L., Menke, R., R., Fullwood, JRE Tr. on Nucl. Sc. №-9 п 4 (1962).
3. Н. Белорусов, И. Гроднев. Радиочастотные кабели. ГЭИ М. 1959.
4. Ф. Тшвер. Техника измерений на сверхвысоких частотах. ГИФМЛ, М. 1963.
5. Х. Мейнке, Гундлах. Справочник по радиотехнике. ГЭИ М. 1960.

Рукопись поступила в издательский отдел  
3 сентября 1965 г.

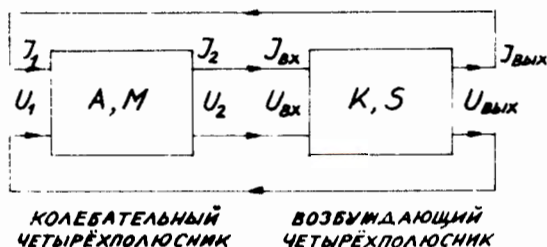


Рис. 1. Эквивалентная блок-схема генераторной системы.

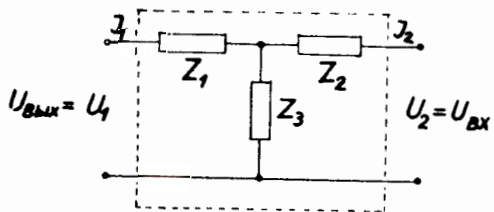


Рис. 2. Эквивалентная схема колебательного четырехполюсника.

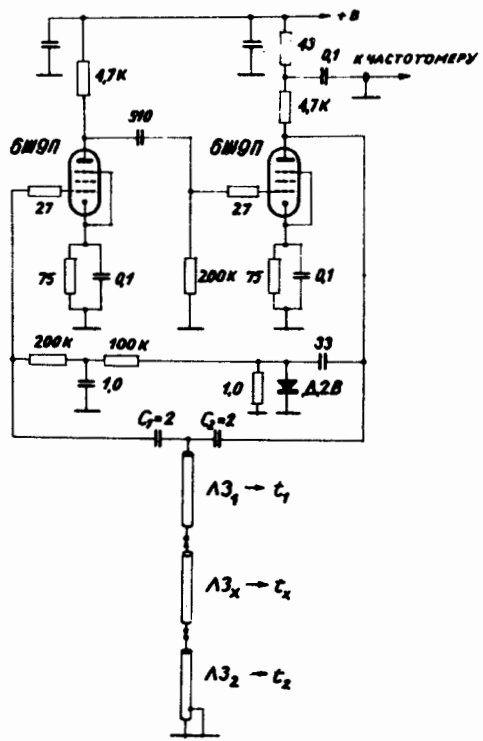


Рис. 3. Принципиальная схема возбуждающего усилителя.