

ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В. С. САРДАРЯН, Л. М. ТАТИКЯН

В работе рассмотрена возможность воспроизведения модулированных сигналов с помощью встречно-штыревых преобразователей, представляющих собой пару металлических гребешков, осажденных на пьезоэлектрическую подложку. Показана процедура дискретизации модулированного сигнала, на основании которой произведен расчет структуры и входного импеданса встречно-штыревого преобразователя.

В в е д е н и е

В последнее время усилился интерес конструкторов микроаппаратуры СВЧ-диапазона к упругим поверхностным волнам. Этот интерес объясняется некоторыми важными преимуществами упругих волн по сравнению с электромагнитными, что, в конечном счете, позволяет проектировать электронные устройства в микроминиатюрном исполнении. Одной из важных областей применения поверхностных волн является синтез устройств с заданными характеристиками.

В настоящей работе рассмотрена возможность воспроизведения модулированных сигналов с помощью встречно-штыревых преобразователей, проведен расчет структуры и входного импеданса встречно-штыревого преобразователя, знание которого необходимо для правильного согласования преобразователя со связанной с ним электрической цепью.

1. Воспроизведение амплитудно-модулированного сигнала

Рассмотрим возможность воспроизведения амплитудно-модулированного (АМ) сигнала, который при однотоновой модуляции частотой Ω аналитически можно записать в виде

$$u(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_H t + \varphi_H), \quad (1)$$

где U_0 — амплитуда несущего колебания при отсутствии модуляции, $m = \frac{\Delta U_m}{U_0}$ — глубина модуляции (ΔU_m — максимальное отклонение амплитуды АМ-колебаний относительно U_0), ω_H — круговая частота несущей (рис. 1).

Так как при АМ начальная фаза φ_H несущественна, то выражение (1) можно переписать в виде

$$u(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_H t = a(t) \cos \omega_H t. \quad (2)$$

Из выражения (2) видно, что для воспроизведения АМ-колебания с помощью встречно-штыревого преобразователя необходимо иметь решетку с постоянным шагом между штырями, который должен соответствовать частоте

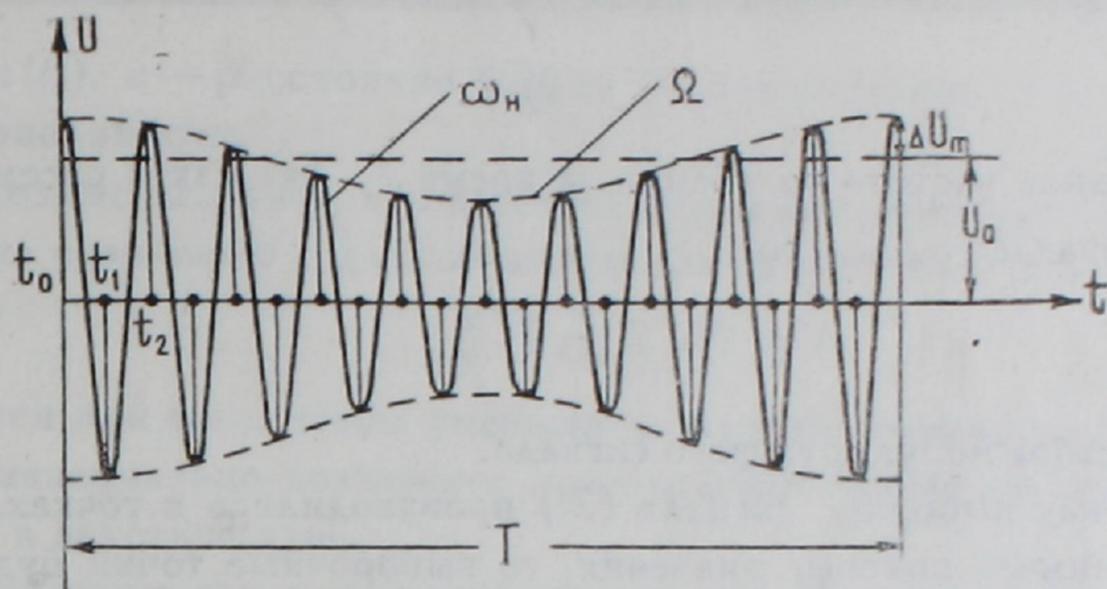


Рис. 1.

те несущей ω_H , но с переменным перекрытием штырей, которое должно соответствовать закону $a(t)$. Выходной преобразователь можно сделать широкополосным с тем же шагом и с постоянным перекрытием, равным максимальному перекрытию входного преобразователя. В этом случае выходной преобразователь будет реагировать на все возбуждения одинаково, повторяя форму и частоту волны, возбужденной со стороны входного преобразователя.

Таким образом, возбуждая входной преобразователь прямоугольными импульсами с длительностью $\tau \leq \frac{2d}{v}$ (d — расстояние между соседними штырями, v — скорость поверхностной волны) и временем повторения T , равным периоду модулирующего сигнала, на выходе устройства, показанного на рис. 2, можно получить АМ-сигнал.

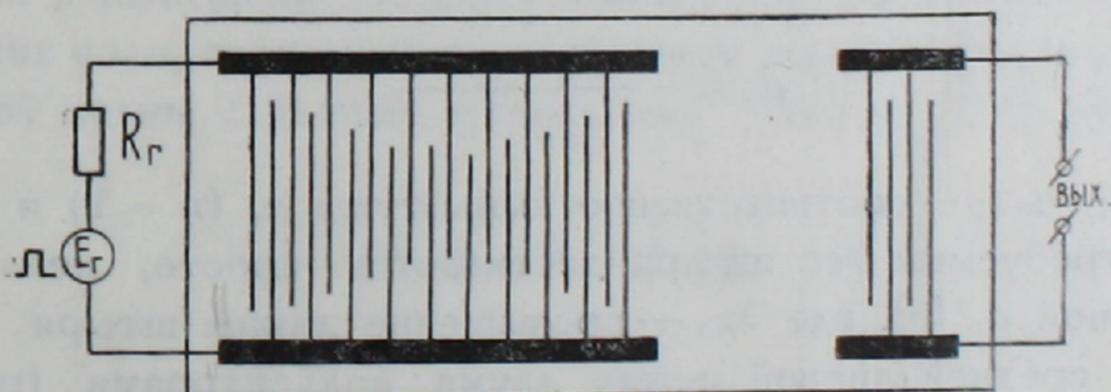


Рис. 2.

Рассчитаем основные параметры решетки входного преобразователя. Для этого рассмотрим следующий финитный сигнал:

$$u(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_H t, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2')$$

$$u(t) = 0 \quad \text{при остальных } t.$$

Произведем дискретизацию данного финитного сигнала в точках, где сигнал принимает свои пиковые значения (рис. 1). После этой процедуры получим дискретный финитный сигнал. На основании метода фазовой дискретизации [1—3] будем расставлять штыри входного преобразователя в точках на кристалле, соответствующих точкам отсчета дискретного финитного сигнала.

1. Количество штырей входного преобразователя будет равно

$$N = 2\bar{f} T, \quad (3)$$

где \bar{f} — средняя частота колебания за время T . Так как в рассматриваемом случае \bar{f} совпадает с f_H , то

$$N = 2f_H T = 2 \frac{f_H}{F}, \quad (3')$$

где F — частота модулирующего сигнала.

2. Так как выборки сигнала (2') производились в точках, где этот сигнал принимает пиковые значения, то выборочные точки будут соответствовать временам t_n , где фаза колебания (2') пропорциональна π , т. е.

$$2\pi f_H t_n = n\pi, \quad (4)$$

откуда

$$t_n = \frac{n}{2f_H}, \quad (4')$$

где n — целое число.

3. Расстояние между соседними штырями преобразователя равно длине, пробегаемой поверхностной волной за время между соседними выборками, т. е.

$$d = v(t_n - t_{n-1}) = v \frac{1}{2f_H}. \quad (5)$$

4. Подставляя значение t_n из (4') в $a(t)$, определяемое из (2), можно рассчитать амплитуды выборок в точках соответствующих штырей.

5. Если сигнал (2) такой, что удовлетворяется равенство

$$a_n \approx \frac{a_{n-1} + a_{n+1}}{2}, \quad (6)$$

где a_n , a_{n-1} , a_{n+1} — соответственно амплитуды n , $(n-1)$ и $(n+1)$ выборок, то требуемый вес штыря достигается просто, делая Δz_n пропорциональной a_n [3], где Δz_n — превышение длины штыря преобразователя над средней линией между двумя коллекторами (рис. 3). Таким образом, длину штыря необходимо выбрать равной

$$z_n = \frac{z}{2} + \gamma a_n, \quad (7)$$

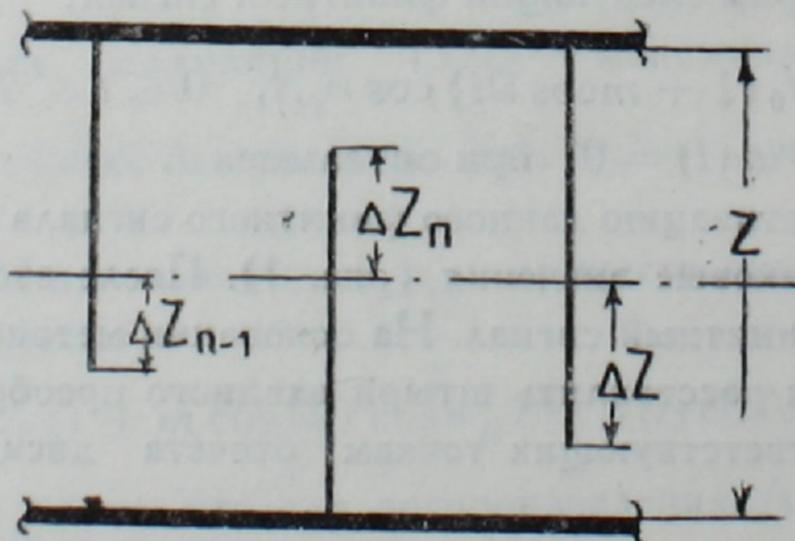


Рис. 3.

где $a_n = a(t_n)$, z — расстояние между коллекторами, γ — коэффициент пропорциональности.

Необходимо заметить, что расстояние между коллекторами выбирается большим по сравнению с длиной волны ультразвуковых колебаний

$$z \gg v/f_H. \quad (8)$$

Это делается для того, чтобы уменьшить влияние дифракции на штырях и получить максимально возможное преобразование энергии электромагнитной волны в акустическую.

6. Определим входную проводимость встречно-штыревого преобразователя, для чего входной преобразователь изобразим посредством эквивалентной схемы рис. 4, где C_0 — статическая емкость преобразователя, B_a —

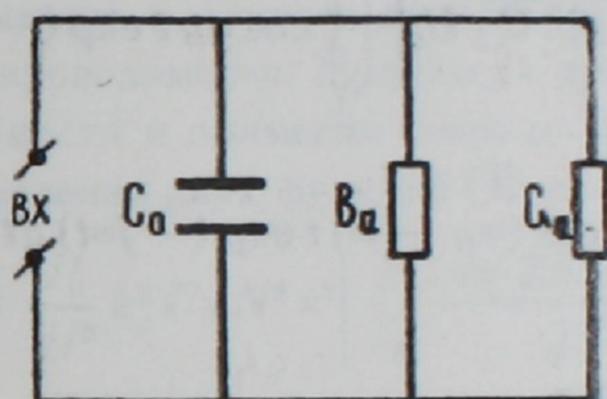


Рис. 4.

реактивная проводимость излучения, G_a — активная проводимость излучения. Мощность генератора, подаваемая на вход преобразователя, при пренебрежении джоулевыми потерями и потерями, связанными с излучением нерелеевских волн, полностью преобразуется в акустическую мощность поверхностной волны с данным импульсным откликом $h(t)$. Эта мощность равна

$$P(\omega) = 2 |H(\omega)|^2, \quad (9)$$

где

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-j\omega t) dt$$

есть экспоненциальное преобразование Фурье.

В то же время входная мощность при возбуждении преобразователя импульсом напряжения U равна

$$P(\omega) = U^2 G_a(\omega). \quad (10)$$

Приравнявая выражения (9) и (10), получим

$$G_a(\omega) = \frac{2 |H(\omega)|^2}{U^2}. \quad (11)$$

Для расчета входного импеданса преобразователя представим импульсный отклик входного преобразователя в виде [4]

$$\begin{aligned}
 h(t) &= 4 f_H^{3/2} k_c \sqrt{C_s} u(t) = \\
 &= 4 f_H^{3/2} k_c \sqrt{C_s} U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_H t \quad \text{при } 0 \leq t \leq T, \\
 h(t) &= 0 \quad \text{при остальных } t,
 \end{aligned} \tag{12}$$

где k_c — коэффициент связи поверхностных волн, C_s — емкость одной пары штырей.

Вычислим модуль преобразования Фурье от $h(t)$, определяемого (12), для отрезка T

$$\begin{aligned}
 |H(\omega)| &= 4 f_H^{3/2} k_c \sqrt{C_s} \left| \int_0^T u(t) \exp(-j\omega t) dt \right| \leq \\
 &\leq 4 f_H^{3/2} k_c \sqrt{C_s} U_0 \left| \int_0^T \cos \omega_H t \exp(-j\omega t) dt \right| + \\
 &+ \frac{m}{2} \left| \int_0^T \cos(\omega_H - \Omega) t \exp(-j\omega t) dt \right| + \\
 &+ \frac{m}{2} \left| \int_0^T \cos(\omega_H + \Omega) t \exp(-j\omega t) dt \right| = \\
 &= 2 f_H^{3/2} k_c \sqrt{C_s} U_0 N \pi \left\{ \frac{1}{\omega_H} \left[\frac{\sin X}{X} + \frac{\sin K}{K} \right] + \right. \\
 &+ \left. \frac{m}{2(\omega_H - \Omega)} \left[\frac{\sin Y}{Y} + \frac{\sin L}{L} \right] + \frac{m}{2(\omega_H + \Omega)} \left[\frac{\sin Z}{Z} + \frac{\sin M}{M} \right] \right\},
 \end{aligned} \tag{13}$$

где

$$\begin{aligned}
 X &= \frac{N\pi(\omega_H - \omega)}{2\omega_H}, \quad Y = \frac{N\pi[(\omega_H - \Omega) - \omega]}{2(\omega_H - \Omega)}, \\
 Z &= \frac{N\pi[(\omega_H + \Omega) - \omega]}{2(\omega_H + \Omega)}, \quad K = \frac{N\pi(\omega_H + \omega)}{2\omega_H}, \\
 L &= \frac{N\pi[(\omega_H - \Omega) + \omega]}{2(\omega_H - \Omega)}, \quad M = \frac{N\pi[(\omega_H + \Omega) + \omega]}{2(\omega_H + \Omega)}.
 \end{aligned}$$

Учитывая затухающий характер функции $\sin X/X$, можно написать

$$\begin{aligned}
 |H(\omega)| &\simeq 2 f_H^{3/2} k_c \sqrt{C_s} U_0 N \pi \left[\frac{1}{\omega_H} \frac{\sin X}{X} + \right. \\
 &+ \left. \frac{m}{2(\omega_H - \Omega)} \frac{\sin Y}{Y} + \frac{m}{2(\omega_H + \Omega)} \frac{\sin Z}{Z} \right].
 \end{aligned} \tag{13'}$$

Подставляя (13') в (11), получим

$$G_a(\omega) = 8 \frac{U_0^2}{U} f_H^3 k_c^2 C_s N^2 \pi^2 \left[\frac{1}{\omega_H^2} \left(\frac{\sin X}{X} \right)^2 + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{m^2}{4(\omega_H - \Omega)^2} \left(\frac{\sin Y}{Y} \right)^2 + \frac{m^2}{4(\omega_H + \Omega)^2} \left(\frac{\sin Z}{Z} \right)^2 + \\
 & + \frac{m}{\omega_H(\omega_H - \Omega)} \left(\frac{\sin X}{X} \right) \left(\frac{\sin Y}{Y} \right) + \\
 & + \frac{m}{\omega_H(\omega_H + \Omega)} \left(\frac{\sin X}{X} \right) \left(\frac{\sin Z}{Z} \right) + \frac{m^2}{2(\omega_H^2 - \Omega^2)} \left(\frac{\sin Y}{Y} \right) \left(\frac{\sin Z}{Z} \right) \Big|.
 \end{aligned} \tag{14}$$

Активная проводимость излучения входного преобразователя на несущей частоте равна

$$G_a(\omega_H) = 2f_H^3 k_c^2 C_S N^2 \frac{1}{f_H^2} \frac{U_0^2}{U^2} = 2f_H C_S k_c^2 N^2 \frac{U_0^2}{U^2} [1/\text{ом}]. \tag{15}$$

Реактивная проводимость излучения определяется как преобразование Гильберта от активной проводимости. Произведя преобразование Гильберта от активной проводимости и применив теорему Бедросяна о преобразовании Гильберта произведения двух функций [5], получим

$$\begin{aligned}
 B_a(\omega) = & 8 \frac{U_0^2}{U^2} k_c^2 C_S N^2 \pi^2 \left[\frac{1}{\omega_H^2} \frac{\sin 2X - 2X}{2X^2} + \right. \\
 & + \frac{m^2}{4(\omega_H - \Omega)^2} \frac{\sin 2Y - 2Y}{2Y^2} + \frac{m^2}{4(\omega_H + \Omega)^2} \frac{\sin 2Z - 2Z}{2Z^2} + \\
 & + \frac{m}{\omega_H(\omega_H - \Omega)} \frac{\sin Y}{Y} \frac{\sin^2 \frac{X}{2}}{\frac{X}{2}} + \\
 & \left. + \frac{m}{\omega_H(\omega_H + \Omega)} \frac{\sin X}{X} \frac{\sin^2 \frac{Z}{2}}{\frac{Z}{2}} + \frac{m^2}{2(\omega_H^2 - \Omega^2)} \frac{\sin Y}{Y} \frac{\sin^2 \frac{Z}{2}}{\frac{Z}{2}} \right].
 \end{aligned} \tag{16}$$

Статическая емкость входного преобразователя равна

$$C_0 = \frac{N}{2} C_S. \tag{17}$$

Емкость на 1 м длины между двумя тонкими штырями шириной b и расстоянием между ними d дается эмпирической формулой [6]

$$C'_S = k(\varepsilon_S + 1) [\text{пф/м}], \tag{18}$$

где ε_S — диэлектрическая постоянная слоя вдоль направления распространения поверхностной волны,

$$k = 6,5 (b/d)^2 + 1,08 b/d + 2,37.$$

Поскольку оптимальное преобразование получается при $b/d = 0,5$, то $k = 4,53$.

Так как емкость пары штырей при средней длине перекрытия L входного преобразователя есть

$$C_s = C'_s L,$$

то получаем

$$C_0 = \frac{N}{2} kL (\varepsilon_s + 1) [пф]. \quad (19)$$

2. Воспроизведение фазово-модулированного сигнала

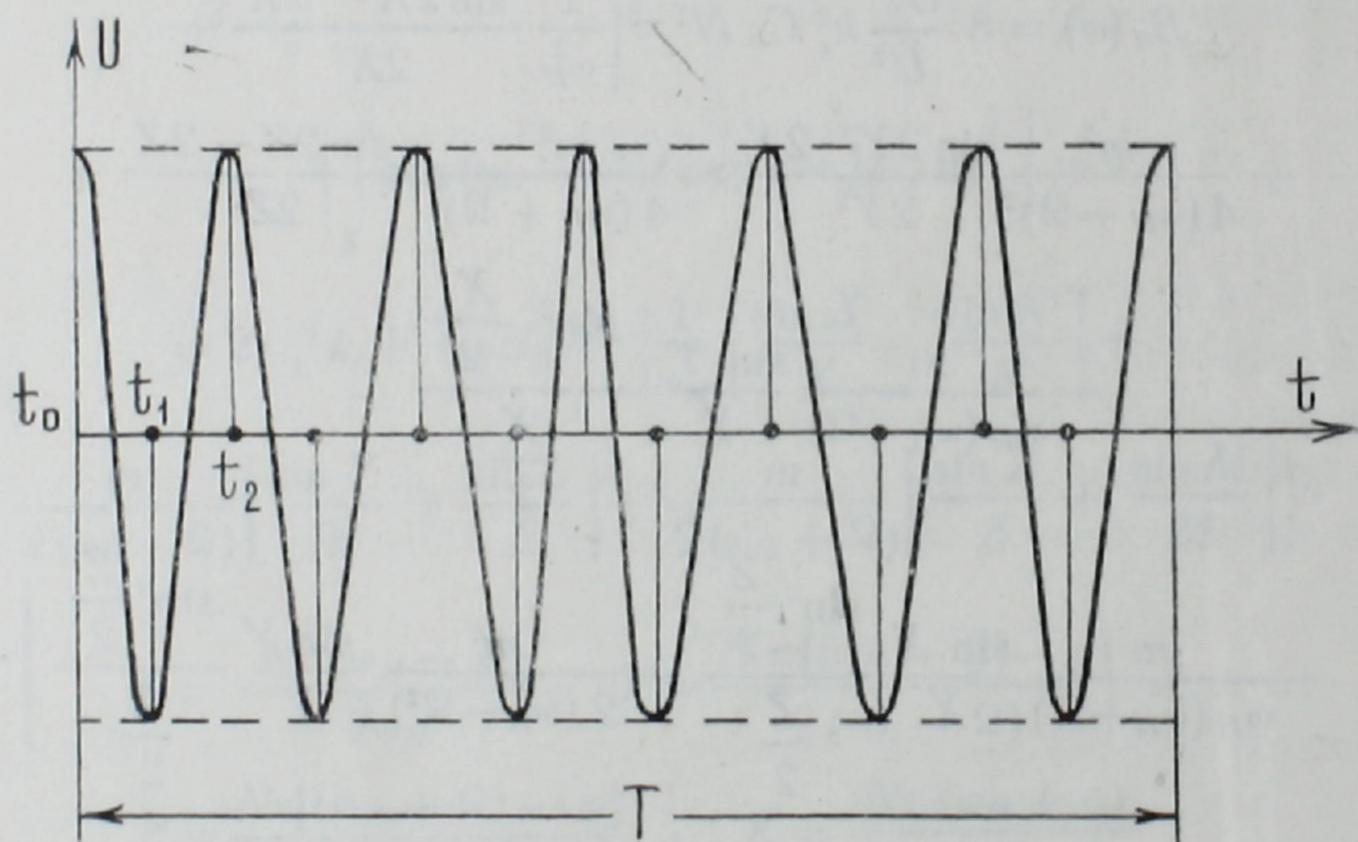
Аналитическое выражение фазово-модулированного (ФМ) сигнала (рис. 5) при однотоновой модуляции имеет вид

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_H t + \beta \sin \Omega t), \quad (20)$$

где β — индекс модуляции, $\omega_H t + \beta \sin \Omega t = \theta(t)$ — фазовый угол.

Так как $\omega = \frac{d\theta(t)}{dt}$, то получаем

$$\omega = \omega_H + \beta \Omega \cos \Omega t, \quad (21)$$



ис. 5.

т. е. при ФМ изменяется также и частота модулируемых колебаний. Из выражений (20) и (21) видно, что для воспроизведения ФМ-сигнала с помощью встречно-штыревого преобразователя необходимо иметь решетку с постоянным перекрытием, которое соответствует U_0 , но с переменным шагом, соответствующим $\omega(t)$.

Возбуждая входной преобразователь прямоугольными импульсами с длительностью $\tau \leq \frac{2d_{min}}{v}$ (d_{min} — минимальное расстояние между штырями во входном преобразователе) и временем повторения T , преобразователь возбудит в кристалле упругую волну, форма и частота которой будут соответствовать конфигурации решетки преобразователя. Эта волна, распространяясь по кристаллу, дойдет до выходного преобразователя, кото-

рый должен быть идентичен по всем параметрам со входным, и после обратного преобразования даст на выходе ФМ-сигнал (рис. 6).

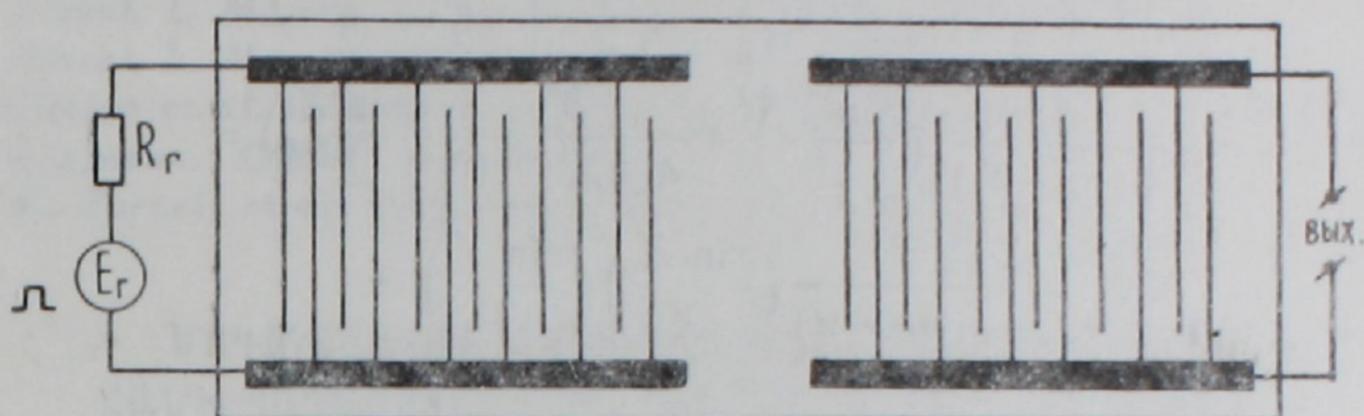


Рис. 6.

1. Для определения количества выборок сигнала на отрезке T и, следовательно, количества штырей, определим среднюю частоту ФМ-колебания за период T модулирующего колебания. Из (21) вытекает, что

$$f(t) = f_H + \beta F \cos 2\pi Ft \quad (22)$$

и среднее значение частоты за время T есть

$$\bar{f} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^T f_H dt + \int_0^T \beta F \cos \frac{2\pi}{T} t dt \right] = f_H.$$

Поэтому число штырей равно

$$N = 2\bar{f}T = 2f_H T = 2 \frac{f_H}{F}. \quad (23)$$

Из сравнения (23) с (3') видно, что при одинаковых частотах несущей и модулирующего колебания число штырей при воспроизведении АМ- и ФМ-сигналов одинаково.

2. Выборочные точки соответствуют временам, где мгновенная фаза $\theta(t)$ кратна π (рис. 5), т. е.

$$\theta(t) = \omega_H t + \beta \sin \Omega t = n\pi. \quad (24)$$

Решая это равенство численным методом, при определенных значениях ω_0 , Ω и β получим $t_n = f(n)$, т. е. времена выборочных точек.

3. По формуле (5) можно рассчитать расстояние между штырями, которое будет изменяться от одной пары к другой.

4. Расчет входной проводимости (активной и реактивной) в случае ФМ-сигнала общего вида сложен из-за сложности вида функции ФМ. Однако аналогично вышеприведенному расчету для АМ-сигнала можно рассчитать активную и реактивную проводимости излучений при допущении малости индекса модуляции. Известно, что при $\beta \ll 1$ сигнал (20) можно записать в виде

$$u(t) = U_0 \left[\cos \omega_H t + \frac{\beta}{2} \cos (\omega_H + \Omega)t - \frac{\beta}{2} \cos (\omega_H - \Omega)t \right]. \quad (25)$$

Тогда активная входная проводимость излучения будет равна

$$\begin{aligned}
 G_a(\omega) = & 8 \frac{U_0^2}{U^2} f_H^3 k_c^2 C_S N^2 \pi^2 \left[\frac{1}{\omega_H^2} \left(\frac{\sin X}{X} \right)^2 + \right. \\
 & + \frac{\beta^2}{4(\omega_H - \Omega)^2} \left(\frac{\sin Y}{Y} \right)^2 + \frac{\beta^2}{4(\omega_H + \Omega)^2} \left(\frac{\sin Z}{Z} \right)^2 - \\
 & - \frac{\beta}{\omega_H(\omega_H - \Omega)} \left(\frac{\sin X}{X} \right) \left(\frac{\sin Y}{Y} \right) + \\
 & \left. + \frac{\beta}{\omega_H(\omega_H + \Omega)} \left(\frac{\sin X}{X} \right) \left(\frac{\sin Z}{Z} \right) - \frac{\beta^2}{2(\omega_H^2 - \Omega^2)} \left(\frac{\sin Y}{Y} \right) \left(\frac{\sin Z}{Z} \right) \right]. \quad (26)
 \end{aligned}$$

Активная проводимость излучения входного преобразователя на несущей частоте равна

$$G_a(\omega_H) = 2 \frac{U_0^2}{U^2} f_H^3 k_c^2 C_S N^2 \frac{1}{f_H} = 2 \frac{U_0^2}{U^2} f_H C_S k_c^2 N^2. \quad (27)$$

Из сравнения выражений (15) и (27) вытекает, что активные проводимости излучений при АМ и ФМ ($\beta \ll 1$) равны при равенстве параметров сигналов.

Реактивная проводимость излучения равна

$$\begin{aligned}
 B_a(\omega) = & 8 \frac{U_0^2}{U^2} f_H^3 k_c^2 C_S N^2 \pi^2 \left[\frac{1}{\omega_H^2} \frac{\sin 2X - 2X}{2X^2} + \right. \\
 & + \frac{\beta^2}{4(\omega_H - \Omega)^2} \frac{\sin 2Y - 2Y}{2Y^2} + \frac{\beta^2}{4(\omega_H + \Omega)^2} \frac{\sin 2Z - 2Z}{2Z^2} - \\
 & - \frac{\beta}{\omega_H(\omega_H - \Omega)} \frac{\sin Y}{Y} \frac{\sin^2 \frac{X}{2}}{\frac{X}{2}} + \\
 & \left. + \frac{\beta}{\omega_H(\omega_H + \Omega)} \frac{\sin X}{X} \frac{\sin^2 \frac{Z}{2}}{\frac{Z}{2}} - \frac{\beta^2}{2(\omega_H^2 - \Omega^2)} \frac{\sin Y}{Y} \frac{\sin^2 \frac{Z}{2}}{\frac{Z}{2}} \right]. \quad (28)
 \end{aligned}$$

При значениях β , отличных от $\beta \ll 1$, $G_a(\omega)$ и $B_a(\omega)$ находятся численным методом. Расчет статической емкости производится аналогично вышеприведенному расчету.

Армянский педагогический институт
Институт радиопизики и электроники
АН АрмССР

Поступила 12.VI.1974

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. G. Atzeni, L. Masotti. IEEE Trans., AES—7, 662 (1971).
2. C. Atzeni, L. Masotti, E. Teodori. Alta Frequenza, 40, 506 (1971).
3. C. Atzeni, L. Masotti. IEEE Trans., MTT—21, 505 (1973).
4. S. Clinton et al. IEEE Trans., MTT—21, 162 (1973).
5. Э. Бедроян. ТИИЭР, 51, 886 (1963).
6. G. W. Farnell et al. IEEE Trans., SU—17, 188 (1970).

ՄՈՒՆԻՏՈՐԻՆԳ ԱԶԳԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՎԵՐԱՐՏԱԳՐՈՒՄԸ,
ՀԱՆԴԻՊԱԴԱՐՁՅԱԿԱՅԻՆ ՉԵՎԱՓՈԽԻՉՆԵՐԻ ՕԳՆՈՒԹՅԱՄԲ

Վ. Ս. ՍԱՐԴԱՐՅԱՆ, Լ. Մ. ԹԱԹԻԿՅԱՆ

Հոդվածում դիտարկված է մոդուլացված ազդանշանների վերարտադրման հնարավորությունը հանդիպադարձյալային ձևափոխիչների օգնությամբ: Բերված է հանդիպադարձյալային ձևափոխիչի մուտքային իմպեդանսի և կառուցվածքի հաշվարկը, որն անհրաժեշտ է ձևափոխիչի և նրա հետ կապված էլեկտրական շղթայի ճիշտ համաձայնեցման համար:

RECONSTRUCTION OF MODULATED SIGNALS BY MEANS
OF INTERDIGITAL TRANSDUCERS

V. S. SARDARYAN, L. M. TATIKYAN

The possibility of the reconstruction of modulated signals by means of interdigital transducers was considered. The procedure of modulated signal sampling during the baseband signal period is shown, and on its basis the [structure and the input impedance of the interdigital transducer were calculated.