УДК 621.317

И.П. Захаров

Харьковский национальный университет внутренних дел

АНАЛИЗ И КОРРЕКЦИЯ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПЛЕНОЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ

Описывается способ определения переходной характеристики пленочных измерительных преобразователей. Производится математический анализ их передаточной функции. Выявляются особенности расположения нулей и полюсов передаточной функции преобразователей на числовой оси. Производится синтез корректирующего устройства, позволяющего уменьшить инерционность преобразователя на три порядка.

пленочный измерительный преобразователь, мощность СВЧ, переходная характеристика, передаточная функция, коррекция динамических характеристик

Введение

Пленочные измерительные преобразователи (ПИП) получили широкое распространение благодаря развитию полупроводниковых технологий [1]. На СВЧ применение тонких пленок позволило избежать некоторых ограничений, присущих проволочным термоэлектрическим преобразователям (ТЭП) мощности и расширило их диапазон частот [2]. С этого времени термоэлектрические ваттметры стали конкурировать с термисторными, появившимися существенно ранее. К достоинствам ТЭП следует отнести довольно высокую чувствительность (1 – 2 мВ/мВт), возможность измерения малых мощностей (10^{-7} – 10^{-1} Вт) и независимость показаний от температуры окружающей среды, а также возможность калибровки по переменному току низкой частоты. Кроме того, ТЭП, в отличие от термистора, не требует предварительного разогрева, поэтому время подготовки его к измерению уменьшается. Пленочные ТЭП являются одними из наиболее перспективных измерительных преобразователей мощности СВЧ и производятся многими известными зарубежными фирмами, такими как Hewlett Packard, Marconi Instrument, Anritsu.

Существенным недостатком пленочных ТЭП является их значительная инерционность (15 – 20 мс), препятствующая их применению для динамических измерений мощности СВЧ. Задача снижения инерционности измерительных преобразователей наиболее эффективно решается путем применения методов электрической коррекции их динамических характеристик (ДХ). Для реализации корректирующего устройства (КУ) необходимо провести детальный анализ ДХ ПИП, которые, как показывает анализ литературы и исследования автора, имеют ряд особенностей по сравнению с ДХ подавляющего большинства апериодических измерительных преобразователей.

Целью статьи является анализ ДХ термоэлектрических ПИП мощности СВЧ и синтез КУ, обеспечивающего уменьшения инерционных свойств ПИП.

1. Переходная характеристика пленочных измерительных преобразователей

Экспериментальное определение переходных характеристик (ПХ) термоэлектрических ПИП мощности СВЧ [3] было проведено на основе метода [4] поэтапного измерения ПХ путем подачи на вход ПИП импульсов мощности длительностью 100 мс, 10 мс, 1 мс, 100 мкс, 10 мкс с обратно пропорциональным увеличением мощности. Этим достигается увеличение соотношения сигнал/шум при измерении на начальных участках переходной характеристики. Импульсы мощности были получены от генератора Г4-144, модулируемого генератором импульсов Г5-60. Выходной сигнал преобразователя усиливался малошумящим усилителем У7-4. Для каждой длительности импульса производилось измерение выходного сигнала ПИП в десяти равноотстоящих дискретных точках. Мгновенные значения выходного сигнала измерялись с помощью стробоскопического преобразователя, в качестве которого применялся аналого-цифровой преобразователь Ф4221. В каждой временной точке производилось 10 измерений с последующим усреднением результатов. Обработка результатов измерений сводилась к нормированию характеристики на разных участках.

Идентификация нормированной ПХ h(t) осуществлялась методом последовательного логарифмирования [3] в соответствии с принятой для апериодических измерительных преобразователей моделью

$$h(t) = k_п \left(1 - \sum_{i=1}^{n} A_i e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right), \qquad (1)$$

где $\tau_i > \tau_{i+1}$ – постоянные времени ПИП; $k_п$ – статический коэффициент преобразования; A_i – постоянные коэффициенты, причем $\sum_{i=1}^{n} A_i = 1$.

Идентификация ПИП показала, что их ПХ хорошо описывается суммой из 3 экспонент с положительными коэффициентами.

Усредненные значения коэффициентов A_i и постоянных времени τ_i, полученные по результатам исследования 15-и преобразователей типа М5-78, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Усредненные значения

A_1	A_2	A_3	τ_1	τ_2	τ_3
0,9372	0,0482	0,0146	20,1 мс	0,183 мс	19,3 мкс

2. Анализ передаточной функции пленочных измерительных преобразователей СВЧ

Исследования, проведенные в работах [5 – 8], обнаруживают общность структуры динамических характеристик пленочных ИП различных типов. Это обстоятельство обуславливает целесообразность синтеза КУ ДХ ПИП для решения целого ряда задач динамических измерений, возникающих в различных областях науки и техники, в том числе при создании и эксплуатации биомедицинской аппаратуры.

Синтез КУ, реализующего метод последовательной коррекции, удобнее производить, оперируя передаточными функциями. Переходной характеристике (1) соответствует передаточная функция

$$H_п(s) = k_п \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{\tau_i s + 1}. \qquad (2)$$

Для решения задачи синтеза корректирующего устройства необходимо проанализировать структуру передаточной функции корректируемого ПИП, взаимное расположение нулей и полюсов. Для удобства анализа перепишем (2) в следующем виде:

$$H_п(s) = k_п \frac{\sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} (\tau_j s + 1)}{\prod_{i=1}^{n} (\tau_i s + 1)}. \qquad (3)$$

Из полученного выражения видно, что полюсы передаточной функции ПИП – отрицательные действительные числа $-1/\tau_i$. Для исследования нулей передаточной функции числитель выражения (3) перепишем в виде степенного полинома $(n-1)$-й степени:

$$P(s) = \sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} (\tau_j s + 1) = \sum_{i=1}^{n} b_k s^{n-1-k}, \qquad (4)$$

где

$$\left.\begin{aligned} & b_{n-1}=\sum_{i=1}^{n} A_i = 1; \\ & \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ & b_{n-1-k}=\sum_{i=1}^{n} A_i \sum_{\substack{j_1,\ldots,j_k=1\\ j_1,\ldots,j_k\neq i\\ j_1>\ldots>j_k}}^{n} \prod_{m=1}^{k} \tau_{im}; \\ & \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ & b_0=\sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{k} \tau_j. \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

Из последнего выражения видно, что все коэффициенты b_k – положительны.

Воспользовавшись правилом Ньютона [9] определим верхнюю и нижнюю границы действительных корней уравнения (4). Для этого определим l-ю производную P(s):

$$P^{(l)}(s)=\sum_{i=1}^{n} A_i \sum_{\substack{j_1=1\\ j_1\neq i}}^{n} \tau_{j_1} \sum_{\substack{j_2=1\\ j_1\neq i}} \tau_{j_2} \ldots \\ \ldots \sum_{\substack{j_l=1\\ j_l\neq j_1,j_2,\ldots,j_{l-1},i}}^{n} \prod_{\substack{j=1\\ j\neq j_1,j_2,\ldots,j_l,i}}^{n} \left(\tau_j s+1\right), \qquad (6)$$

которая положительна для всех $l=0,1,\ldots,(n-2)$ при $s>-1/\tau_1$, т.е. $-1/\tau_1$ – верхняя граница действительных корней уравнения (4).

Подставляя в это уравнение значение $s=-s$ и выполняя условие $b_0>0$, получаем после l- кратного дифференцирования

$$P^{(l)}(-s)=\sum_{i=1}^{n} A_i \sum_{\substack{j_1=1\\ j_1\neq i}}^{n} \tau_{j_1} \sum_{\substack{j_2=1\\ j_1\neq i}}^{n} \tau_{j_2} \ldots \\ \ldots \sum_{\substack{j_l=1\\ j_l\neq j_1,j_2,\ldots,j_{l-1},i}}^{n} \prod_{\substack{j=1\\ j\neq j_1,j_2,\ldots,j_l,i}}^{n} \left(\tau_j s-1\right), \qquad (7)$$

откуда видно, что для всех $l=0,1,\ldots,(n-2)$ значения $P^{(l)}(-s)$ положительны при $s> -1/\tau_n$, т.е. $-1/\tau_1$ – верхняя граница действительных корней уравнения (4).

Таким образом, все действительные нули передаточной функции ПИП отрицательны и лежат в интервале $[-1/\tau_n;\ -1/\tau_1]$. Общее число их на указанном интервале можно найти, воспользовавшись правилом знаков Декарта [9] . Для этого подставляем в выражение (4) значение $s=-s-1/\alpha$, где $\alpha\in[\tau_n;\ \tau_1]$.

Тогда

$$P(-s-1/\alpha)=\sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\left(-\tau_j s+c_j\right), \qquad (8)$$

где $c_j=(1-\tau_j/\alpha)$. Переписав выражение (8) в виде полинома $(n-1)$-й степени

$$P(-s-1/\alpha)=\sum_{k=0}^{n-1} d_j s^j, \qquad (9)$$

определяем его коэффициенты d_k:

$$\left.\begin{aligned} & d_{n-1}=\sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{j=1}^{n} c_j; \\ & \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ & d_{n-1-k}=(-1)^k \sum_{i=1}^{n} A_i \sum_{\substack{j_1,\ldots,j_k=1\\ j_1,\ldots,j_k\neq i\\ j_1>\ldots>j_k}}^{n} \prod_{m=1}^{n} \tau_{im} \prod_{\substack{j=1\\ j\neq j_1,\ldots,j_k,i}}^{n} c_j; \\ & \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ & d_0=(-1)^k \sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{k} \tau_j. \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

Из выражения (10) видно, что $\operatorname{sign} d_0=\operatorname{sign}(-1)^{n-1}$ и зависит только от порядка $(n-1)$ исследуемого уравнения и не зависит от α. Разобьем промежуток $[-1/\tau_n;\ -1/\tau_1]$ на $(n-1)$ интервал $(-1/\tau_{l-1};\ -1/\tau_l)$, где $l=1,2,\ldots,(n-1)$. Можно показать, что свободный член уравнения (9) для $\alpha=\tau_l$ равен

$$d_{n-1}=A_l(-1)^{l-1}\prod_{\substack{j=1\\ j\neq l}}^{n}\left|c_j\right|,$$

т.е. d_{n-1} изменяет знак при переходе от одного интервала $(-1/\tau_{l-1};\ -1/\tau_l)$ к другому. При $\alpha=\tau_n$ все $c_j<0$, поэтому $\operatorname{sign} d_k=\operatorname{sign}(-1)^{n-1}$ и не зависит от α, т.е. в последовательности d_k нет перемен знаков, а значит при $\alpha<\tau_n$ уравнение (4) корней не имеет. При $\alpha=\tau_1$ все $c_j>0$, поэтому $\operatorname{sign} d_k=\operatorname{sign}(-1)^k$, то есть в последовательности d_k, $k=0,1,\ldots,(n-1)$ есть $(n-1)$ перемена знаков, а значит уравнение (4) на промежутке $[-1/\tau_n;\ -1/\tau_1]$ может иметь $(n-1)$ действительный корень (или их количество может быть меньше на четное число).

Отмеченные особенности изменения знаков d_0 и d_{n-1} говорят о том, что при нечетных l число перемен знаков в последовательности $d_0, d_1, \ldots, d_{n-1}$ – нечетное, а при четных l – четное. Поскольку же, согласно правилу Декарта, число действительных корней уравнения может быть меньше перемен знаков в ряду его коэффициентов только на четное число, последний факт говорит о увеличении числа корней на единицу при переходе от интервала $\left(-1/\tau_n;\ -1/\tau_l\right)$ к более широкому интервалу $\left(-1/\tau_n;\ -1/\tau_{l-1}\right)$. А так как общее число интервалов $\left(-1/\tau_{l+1};\ -1/\tau_l\right)$ равно общему максимально возможному числу действительных корней уравнения – $(n-1)$, становится ясно, что на каждом интервале $\left(-1/\tau_{l+1};\ -1/\tau_l\right)$ находится один действительный корень. Таким образом, в результате исследования структуры передаточной функции ПИП, определены следующие закономерности:

1) передаточная функция ПИП вида (2) при $A_i > 0$ имеет n действительных отрицательных полюсов и $(n-1)$ действительный отрицательный нуль;

2) нули передаточной функции ПИП располагаются между ее полюсами, причем между двумя соседними полюсами находится один нуль: $-1/\alpha_l \in \left(-1/\tau_{l+1};\ -1/\tau_l\right)$, $l = 0,1,...,(n-1)$.

На основании полученных закономерностей можно записать передаточную функцию ПИП в виде удобном для дальнейшего синтеза корректирующего устройства.

3. Коррекция динамических характеристик пленочных измерительных преобразователей

Получив структуру передаточной функции ПИП, произведем синтез последовательного КУ в базисе апериодического звена первого порядка.

Исходя из выявленных в подразделе 2 закономерностей, передаточную функцию ПИП можно записать в следующем виде:

$$H_п(s) = k_п \prod_{i=1}^{n-1}\left(\alpha_i s+1\right) \Big/ \prod_{i=1}^{n}\left(\tau_i s+1\right), \qquad (11)$$

где $\alpha_i \in \left(\tau_{i-1};\tau_i\right)$. Значения α_i можно найти из следующей системы уравнений, получаемой в результате приравнивания коэффициентов при одинаковых степенях числителей выражений (4) и (11):

$$\left.\begin{aligned}
&\sum_{i=1}^{n-1}\alpha_i = \sum_{i=1}^{n} A_i \sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\tau_j;\\
&\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\\
&\sum_{j_1,\ldots,j_k=1}^{n}\prod_{m=1}^{k}\alpha_{jm} = \sum_{i=1}^{n} A_i \sum_{\substack{j_1,\ldots,j_k=1\\ j_1,\ldots,j_k\neq i\\ j_1>\ldots>j_k}}^{n}\prod_{m=1}^{k}\tau_{im};\\
&\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\\
&\prod_{i=1}^{n-1}\alpha_i = \sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{k}\tau_j.
\end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

При последовательной коррекции в базисе апериодического звена первого порядка с постоянной времени τ_b можно записать для исследуемого преобразователя:

$$H_{кп}(s) = \frac{k_b}{\tau_b s+1}\,\frac{\prod_{i=1}^{n}\left(\tau_i s+1\right)}{k_п \prod_{i=1}^{n-1}\left(\alpha_i s+1\right)}. \qquad (13)$$

Полагая, что $\tau_b = \tau_n$, получим

$$H_{кп}(s) = \frac{k_b}{k_п}\prod_{i=1}^{n-1}\frac{\left(\tau_i s+1\right)}{\left(\alpha_i s+1\right)}. \qquad (14)$$

Учитывая, что $\alpha_i \in \left(\tau_{i-1};\tau_i\right)$ можно сделать вывод, что структура корректирующего устройства с передаточной характеристикой вида (14) представляет собой $(n-1)$ последовательно соединенное простейшее корректирующее звено с коэффициентом коррекции $k_{кi} = \tau_i/\alpha_i$ и постоянной времени τ_i [10]. Таким образом, статический коэффициент преобразования синтезируемого КУ при реализации его в указанном виде на пассивных элементах будет равен

$$k_o = k_b/k_п = \prod_{ш=1}^{т-1}\alpha_i/\tau_i, \qquad (15)$$

а коэффициент коррекции определится выражением

$$k_к = \tau_1/\tau_п. \qquad (16)$$

С учетом системы уравнений (12), коэффициент преобразования КУ вычисляется по формуле

$$k_o = \sum_{i=1}^{n} A_i \prod_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n-1}\tau_j \Bigg/ \prod_{i=1}^{n-1}\tau_j = \tau_п \sum_{i=1}^{n} A_i/\tau_i. \qquad (17)$$

Значение коэффициентов преобразования k_o может изменяться от $\tau_п/\tau_1$ (при $A_1 = 1$, $A_i = 0$, $i = 2, ..., n$, т.е. для преобразователя не имеющего пленок) до единицы (при $A_n = 1$, $A_i = 0$, $i = 1, 2, ..., n-1$). Следовательно, при любых положительных A_i, $k_o^{-1} < k_к$. Таким образом, коррекция ПИП с наибольшей постоянной времени τ_1 в базисе апериодического звена первого порядка с постоянной времени τ_n при равенстве коэффициентов коррекции (наименьшей постоянной времени ПИП) по сравнению с коррекцией апериодического преобразователя первого порядка с постоянной времени τ_1 при равенстве коэффициентов коррекции, дает выигрыш по амплитуде выходного сигнала в

$$r_n = \tau_п \sum_{i=1}^{n} A_i/\tau_i \quad \text{раз.} \qquad (18)$$

Для исследованных в подразделе 1 статьи ТЭП с параметрами, указанными в табл. 1, выигрыш по амплитуде сигнала составит 20,4 раза, т.е. при уменьшении в результате коррекции постоянной времени ТЭП в 1000 раз, его выходной сигнал уменьшится лишь в 49 раз.

Определим среднее квадратическое значение (СКЗ) шума на выходе корректирующего устройства. Амплитудно-частотная характеристика КУ будет определяться выражением

$$K(\omega)=\left[\prod_{i=1}^{n-1}\frac{\tau_i^2\omega^2+1}{k_{\text{кi}}^2\left(\alpha_i^2\omega^2+1\right)}\right]^{0,5}=\left[\prod_{i=1}^{n-1}\left(1+\frac{1/\tau_i^2-1/\alpha_i^2}{\omega^2+1/\alpha_i^2}\right)\right]^{0,5}.$$

Раскрывая скобки в этом выражении и производя разложение получаемых дробей на элементарные, можно записать

$$K^2(\omega)=1+\sum_{i=1}^{n-1}\frac{1}{\omega^2+1/\alpha_i^2}\prod_{j=1}^{n-1}\frac{1/\tau_i^2-1/\alpha_i^2}{\delta_{ij}/\alpha_j^2-1/\alpha_i^2}, \qquad (19)$$

где δ_{ij} – символ Кронекера.

СКЗ шумов на выходе КУ в полосе частот $(0;\,\omega_0)$ равно [11]

$$\sqrt{N}=\left[\frac{W_0}{\pi}\int_0^{\omega_0}k^2(\omega)\,d\omega\right]^{-0,5}, \qquad (20)$$

где W_0 – средняя мощность белого шума, или, подставляя (19) в (20), получаем

$$\sqrt{N}=\left[\frac{W_0}{\pi}\left(1-\sum_{i=1}^{n-1}\prod_{j=1}^{n-1}\frac{1/\tau_i^2-1/\alpha_i^2}{\delta_{ij}/\alpha_j^2-1/\alpha_i^2}\frac{1}{\omega_0\alpha_i}\operatorname{arctg}\omega_0\alpha_i\right)\right]^{-0,5}. \qquad (21)$$

Учитывая изложенное, можно определить выигрыш в отношении сигнал/шум, получаемый при корректировании ПИП в базисе апериодического звена первого порядка, по сравнению со скорректированным в этом же базисе апериодическим звеном первого порядка

$$r_{\text{с/ш}}=\frac{\prod_{j=1}^{n-1}\frac{\alpha_i}{\tau_i}\left(1+\frac{\tau_{\text{п}}^2-1}{\tau_{\text{п}}-1/\omega_0}\operatorname{arctg}\omega_0\alpha_i\right)}{\frac{\tau_{\text{п}}}{\tau_1}\left(1-\sum_{i=1}^{n-1}\prod_{j=1}^{n-1}\frac{1/\tau_i^2-1/\alpha_i^2}{\delta_{ij}/\alpha_j^2-1/\alpha_i^2}\frac{1}{\omega_0\alpha_i}\operatorname{arctg}\omega_0\alpha_i\right)^{0,5}}. \qquad (22)$$

Анализ выражения (22) показывает, при больших $\omega_0\tau_n$, $r_{\text{с/ш}}$ приблизительно равна выигрышу по амплитуде сигнала: $r_{\text{с/ш}}=r_n$. С увеличением n выигрыш $r_{\text{с/ш}}$ увеличивается.

Выводы

1. В результате исследования структуры передаточной функции ПИП, определены следующие закономерности: передаточная функция ПИП имеет n действительных отрицательных полюсов и $(n-1)$ действительный отрицательный нуль; нули передаточной функции ПИП располагаются между ее полюсами, причем между двумя соседними полюсами находится только один нуль.

2. В результате реализации последовательной коррекции моделью скорректированного ПИП является апериодическое звено первого порядка, что эквивалентно понижению порядка его дифференциального уравнения до 1. При этом постоянная времени скорректированного ПИП равна наименьшей постоянной времени некорректированного ПИП, что на 3 порядка меньше его наибольшей постоянной времени, а амплитуда выходного сигнала (и соотношение сигнал/шум) уменьшается лишь в 49 раз.

Список литературы

1. *Alan E. Fanton. Power and Energy National Standards // Proceeding of the IEEE. – 1986. – V. 14. – № 1. – P. 94-101.*
2. *Билько М.И., Томашевский А.К. Измерение мощности на СВЧ. – М.: Радио и связь, 1986. – 168 с.*
3. *Захаров И.П. Исследование динамических характеристик пленочных термоэлектрических преобразователей // Пленочные термоэлектрические преобразователи и устройства на их основе, Всесоюзное совещание Москва, 3-5 октября 1988 г. – С. 34.*
4. *Захаров И.П. Способ определения нормированной переходной характеристики преобразователя мощности СВЧ // А.С. СССР №1651243. – Б.И. № 19. – 1991.*
5. *Петренко В.К. О работе термоэлектрических ваттметров СВЧ в импульсном режиме // Исследования в области радиотехнических измерений. Сб. науч. трудов. – М.: ВНИИФТРИ. – 1985. – С. 49-54.*
6. *Баймуравтов Е.А., Майоров А.И. Малоинерционные пленочные термоэлектрические преобразователи СВЧ мощности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника. – 1971. – Вып. 2. – С. 93-97.*
7. *Грановский В.А. Динамические измерения: Основы метрологического обеспечения. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 224 с.*
8. *Зеленюк В.К., Тартаковский Д.Ф. Динамические характеристики пленочных измерительных преобразователей // Измерительная техника. – 1973. – № 6. – С. 18-20.*
9. *Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ. – М.: Наука, 1968. – 720 с.*
10. *Шукшунов В.Е. Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур. – М.: Энергия, 1970. – 120 с.*
11. *Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.*

Поступила в редколлегию 21.02.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. И.В. Руженцев, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Харьков.