

微波电路的时域设计方法

吴文 杨铨让

(东南大学无线电工程系 南京 210018)

摘要 本文研究了几种微波电路或元件和 FIR 数字滤波器的直接结构形式的内在关系。从而将 FIR 数字滤波器的窗函数设计技术引用到微波电路的设计中,提出了这些微波电路的时域设计方法。该方法具有简捷,有闭合形式公式可循等优点,尤其适合于工程设计。

关键词 微波电路, FIR 数字滤波器,窗函数,频域设计方法,时域设计方法

1 引言

多节阻抗变换器、多孔定向耦合器、分布式放大器、微波递归有源滤波器等微波电路或元件通常采用频域方法进行设计,即用切比雪夫函数、巴特沃兹函数、椭圆函数等特殊函数逼近这些微波电路的频率特性,从而综合出这些微波电路的参数。实际上,上述微波电路信号流图和 FIR (Finite Impulse Response) 数字滤波器的直接结构形式的信号流图非常类似,二者具有十分明确的对应关系。正如同 FIR 数字滤波器的时域设计方法一样,这些微波电路亦可以在时域中进行设计。

FIR 数字滤波器时域设计方法是用一定形状的离散窗函数将理想的时域传递函数 $h_d(t)$ 抽样截取成 $h(n)$, 以 $h(n)$ 近似 $h_d(t)$ 。这样得到的频率响应 $H(j\omega)$ 也与理想的频率响应 $H_d(j\omega)$ 近似。

类似于 FIR 数字滤波器的时域设计方法。在微波电路设计中,首先依据时域传递函数(冲激响应)的特性,设计出多节阻抗变换器的各节反射系数 Γ_n 、多孔定向耦合器的各孔耦合系数 c_n 、分布式放大器的各节放大系数 A_n 和有源递归滤波器的各节权系数 α_n 等。再根据 $\Gamma_n, c_n, A_n, \alpha_n$ 设计出这些微电路的有关参数。

2 FIR 数字滤波器的时域设计方法

FIR 数字滤波器的直接结构形式如图 1 所示。图中 Z^{-1} 为单位延时器。令 $Z = \exp(j\omega)$, 可得其频率响应为

$$H(j\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \exp(-j\omega n) \quad (1)$$

时域设计方法的最终目的是根据理想频率响应 $H_d(j\omega)$, 找出 $h(n)$ 。具体步骤为:
(a) 对 $H_d(j\omega)$ 进行傅里叶反变换,得到 $h_d(t)$; (b) 选取窗函数 $W(n)$, 对 $h_d(t)$ 进行

1992-10-14 收到,1993-12-15 定稿

吴文 男,1968 年生,博士生,现从事微波毫米波单片集成电路理论和技术的研究。

杨铨让 男,1935 年生,教授,主要研究方向是:电磁场的数值方法,微波毫米波集成理论与技术,介质谐振器和各向异性材料在毫米波电路中的应用,毫米波单片集成电路的研究。

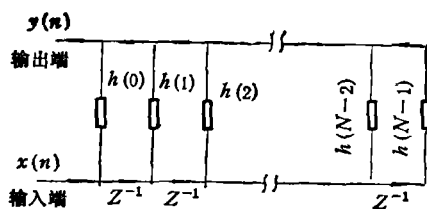
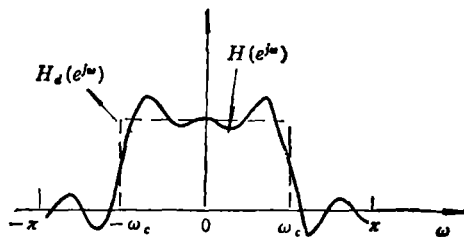


图1 FIR 数字滤波器的直接结构形式

图2 $|H(j\omega)|, |H_d(j\omega)|-\omega$ 曲线

抽样截取,得到 $h(n)$ 。

下面从一截取频率为 ω_c 的理想低通滤波器为例,对时域设计方法进行讨论。理想低通滤波器的群时延为 α , 频率响应为

$$H_d(j\omega) = \begin{cases} \exp(-j\omega\alpha), & -\omega_c \leq \omega \leq \omega_c; \\ 0, & \omega \text{ 为其它值。} \end{cases} \quad (2)$$

对(2)式进行傅里叶反变换得

$$h_d(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} \exp(-j\omega\alpha) \exp(j\omega t) d\omega = \frac{\omega_c}{\pi} \frac{\sin[\omega_c(t-\alpha)]}{\omega_c(t-\alpha)} \quad (3)$$

再用矩形窗函数 $W(n) = R_N(n)$ 对 $h_d(t)$ 抽样截取,其中

$$R_N(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq N-1; \\ 0, & n \text{ 为其它值。} \end{cases} \quad (4)$$

根据线性相位滤波器的约束条件, α 必须为 $(N-1)/2$, 所以有

$$h(n) = h_d(t)R_N(n) = \begin{cases} \frac{(\omega_c/\pi) \sin[\omega_c(n-(N-1)/2)]}{\omega_c[n-(N-1)/2]}, & 0 \leq n \leq N-1; \\ 0, & n \text{ 为其它值。} \end{cases} \quad (5)$$

对 $h(n)$ 进行傅里叶变换,便可以得到设计出来的滤波器的频率特性,如图2所示。

用矩形窗函数截取,设计出来的滤波器通带较窄,但阻带衰减较小。为了加大阻带的衰减和提高通带的平坦度,可以选择非矩形窗函数以满足要求。

设计者一般总希望窗函数满足如下两项要求:(a) 过渡带较陡;(b) 带内具有平坦的幅频特性和带外衰减较大。但二者总是矛盾的,所以应该根据工程具体要求来选择窗函数。但如果将此方法应用于微波电路的设计,有些电路,如微波递归有源滤波器等需要兼顾上述两项要求。而另一类微波电路,如多节阻抗变换器、多孔定向耦合器、分布式放大器等往往只追求带内平坦度,不太考虑过渡带的陡度。

3 微波电路的时域设计方法

下面讨论多节阻抗变换器和微波递归有源滤波器的时域设计方法,而多孔定向耦合器和分布式放大器与它们的设计方法很类似。

3.1 多节阻抗变换器 一个 N 节阻抗变换器如图3所示。其入射端到反射端信号流图如图4所示。图中

$$\Gamma_0 = (z_1 - z_0)/(z_1 + z_0), \quad (6)$$

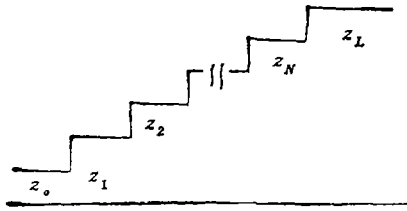


图3 N节阻抗变换器

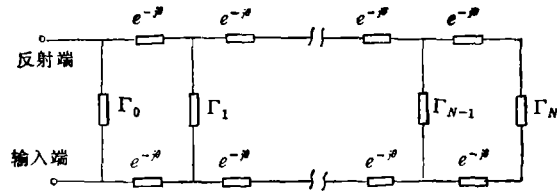


图4 阻抗变换器的信号流图

$$\Gamma_n = (z_{n+1} - z_n) / (z_{n+1} + z_n), \quad (7)$$

$$\Gamma_N = (z_L - z_N) / (z_L + z_N), \quad (8)$$

θ 为每节相移。总反射系数为

$$\Gamma = \sum_{n=0}^N \Gamma_n \exp(-j2n\theta). \quad (9)$$

对比图4与图1,可以看出:(a)多节阻抗变换器的每节相移对应于FIR数字滤波器的延时器;(b)多节阻抗变换器的各节反射系数对应于FIR数字滤波器的标量乘法器的乘法系数。因此多节阻抗变换器可以用第2节中介绍的时域方法进行设计。具体设计步骤为:(a)根据阻抗变换器的通带特性要求(在一般情况下,通带内越平坦越好,而不考虑过渡带的陡度)选择窗函数和确定 N 的大小。 N 的大小一般要通过几次试探而最终确定;(b)令

$$\Gamma_n = aW_{N+1}(n); \quad (10)$$

(c) 当 $0.5 < z_L/z_0 < 2$ 时,有下列近似式成立:

$$\ln(z_{n+1}/z_n) \approx 2(z_{n+1} - z_n) / (z_{n+1} + z_n) = 2\Gamma_n; \quad (11)$$

$$\begin{aligned} z_L/z_0 &= \exp[2(\Gamma_0 + \Gamma_1 + \cdots + \Gamma_N)] \\ &= \exp\{2a[W(0) + W(1) + \cdots + W(N)]\}, \\ a &= \ln(z_L/z_0) / \{2[W(0) + W(1) + \cdots + W(N)]\}. \end{aligned} \quad (12)$$

根据 z_L 和 z_0 , 由(12)式确定 a 的大小,再由(10)式确定 Γ_n 的大小。由(11)式可得

$$\begin{aligned} \ln(z_1/z_0) &= 2\Gamma_0; \quad \ln(z_2/z_1) = 2\Gamma_1; \quad \cdots; \quad \ln(z_{n+1}/z_n) = 2\Gamma_n; \quad \cdots; \\ \ln(z_L/z_N) &= 2\Gamma_N. \end{aligned}$$

因此有如下递推式成立,即

$$z_1 = z_0 e^{2\Gamma_0}; z_2 = z_1 e^{2\Gamma_1}; \cdots; z_{n+1} = z_n e^{2\Gamma_n}; \cdots; z_N = z_{N-1} e^{2\Gamma_{N-1}}. \quad (13)$$

例1 用窗函数

$$W_{N+1}(k) = 0.8 - 0.2 \cos(2k\pi/N), \quad k = 0, 1, \cdots, N \quad (14)$$

表 1

k	1	2	3	4
$z_k(\Omega)$	53.306	58.056	64.593	70.349

设计一个 4 节阻抗变换器, 其输入阻抗为 50Ω , 输出阻抗为 75Ω 。根据上述步骤, 可以得出该阻抗变换器的各节的特性阻抗值, 列于表 1。设计出来的多节阻抗变换器的 $|\Gamma|-\theta$ 曲线如图 5 所示。

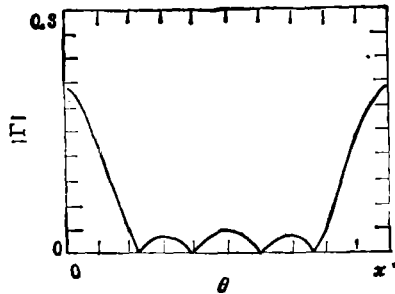
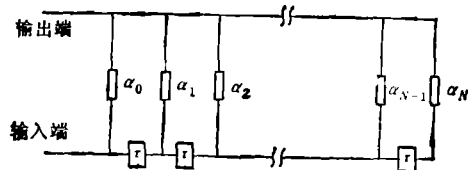
图 5 $|\Gamma|-\theta$ 曲线

图 6 微波递归有源滤波器的信号流图

3.2 微波递归有源滤波器 微波有源滤波器与微波无源滤波器相比, 具有如下两方面优点: (a) 能实现高阶传递函数; (b) 无源滤波器插损较大, 而有源滤波器可以克服该缺陷。因此国内外许多专家致力于微波有源滤波器的研究, 并提出许多种结构。在文献[4]中, 提出行波式和递归式微波有源滤波器。微波递归式有源滤波器的信号流图如图 6 所示。

在图 6 中, τ 为延时器, α_i 为各节权系数, 它与 FIR 数字滤波器的具有相同的结构形式。

有源递归滤波器的时域设计方法的具体步骤为: (a) 对理想滤波器的频响 $H_d(j\omega)$ 进行傅里叶反变换, 得到 $h_d(t)$; (b) 根据所要设计的滤波器性能指标, 选择窗函数 $W(n)$, 对 $h_d(t)$ 抽样截取, 得到 $h(n)$; (c) 令权系数 $\alpha_n = h(n)$ 。根据 α_n 设计出有关参数。

例 2 用海明窗函数设计一低通滤波器, 其截止频率 $\omega_c = 0.25\pi$, $N = 31$, 根据上述步骤可以得出 α_n 值, 列于表 2, 其幅频特性如图 7 所示。采用海明窗函数进行设计。海明窗函数为

$$W_N(n) = 0.54 - 0.46 \cos[2n\pi/(N-1)], \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (15)$$

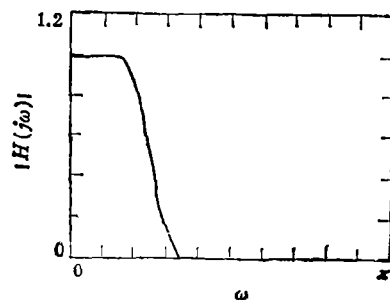


图 7 滤波器的插入幅频特性

表 2

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8
α_n	-0.001	-0.002	-0.002	0	0.005	0.01	0.01	0	-0.019
n	9	10	11	12	13	14	15	16	17
α_n	-0.036	-0.035	0	0.068	0.153	0.223	0.25	0.223	0.153
n	18	19	20	21	22	23	24	25	26
α_n	0.068	0	-0.035	-0.036	-0.019	0	0.01	0.01	0.005
n	27	28	29	30					
α_n	0	-0.002	-0.002	-0.001					

从上述两例可以看出,时域设计方法有闭合形式公式可循,因而非常简捷。为了进一步说明这一点,下面以多节阻抗变换器为例,将本文方法与传统方法进行比较。

切比雪夫多节阻抗变换器的总反射系数为

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0} \frac{1}{T_N(\sec\theta_m)} \Gamma_N(\sec\theta_m \cos\theta) \exp(-j2N\theta) \\ &= \sum_{n=0}^N \Gamma_n \exp(-j2n\theta) \end{aligned} \quad (16)$$

其中 θ 范围为 $\theta_m \leq \theta \leq \pi - \theta_m$ 。设计过程是将(16)式左边进行傅里叶级数展开,与右边进行比较,从而得到局部反射系数 Γ_n 。由于切比雪夫函数的傅里叶级数展开的代数运算比较复杂,且没有闭合形式公式可循,因此该方法不及本文所介绍的方法简捷。

其实,切比雪夫多节阻抗变换器亦可以通过切比雪夫窗函数设计出来。另一方面在数字信号处理技术中有许多种窗函数可供选择,可以根据工程具体要求选择窗函数。因此时域设计方法的适用范围比传统方法更为广泛。

4 结束语

本文将数字信号处理中 FIR 数字滤波器的时域设计技术引用到微波电路设计中,从而解决了一些微波电路的时域设计问题。通过具体例子可以看出,该方法非常简捷有效,特别适用于工程设计。除本文所列举的电路外,对于多节微波功率混合器、线天线阵以及分布式混频器等电路和系统亦可以用时域方法进行设计。

除本文所介绍的时域方法外, FIR 数字滤波器的其它设计技术亦可以引用到微波电路的设计中。

参 考 文 献

- [1] Ginton E L, Howlett W R, Jaslecag J H, Noe J D. IRE Proc., 1948, 36(8): 956—969.
- [2] Strid E W, Gleason K R. IEEE Trans. on MTT, 1982, MTT-30(7): 969—975.
- [3] Colins Aitchison. IEEE Trans. on MTT, 1988, MTT-33(6): 460—466.
- [4] Vittorio Rizzoli, et al. IEEE Trans. on MTT, 1992, MTT-40(1): 12—29.

THE TIME DOMAIN DESIGN METHOD OF MICROWAVE CIRCUITS

Wu Wen Yang Quanrang

(*Southeast University, Nanjing 210018*)

Abstract The relations between the finite impulse response (FIR) digital filter and some microwave circuits are determined. In accordance with the relations, these microwave circuits can be designed in time domain, and the window function technique can be introduced into the method. Here the design examples are given to demonstrate that the design method is simple and effective.

Key words Microwave circuit, FIR digital filter, Window function, Frequency domain design method, Time domain design method