

低通式切比雪夫阻抗变换网络的计算公式

陈先福

提 要 本文通过选择一个适当的变换函数,将阻抗变换网络与切比雪夫低通滤波器二者的衰减特性联系起来。这样就可以在低通滤波器网络函数的基础上,用网络综合的方法,导出变换网络元件值的计算公式。利用这些公式设计变换网络与利用相应的元件值表来设计是互相补充的。最后通过举例,说明了所得公式的使用方法。

一、前 言

当负载电阻与信号源内阻不相等时,要获得最大的功率传输,则必须在它们之间插入阻抗变换网络,以实现阻抗匹配。在低频时,变压器则是最常用的阻抗变换器,但它难于获得宽带的特性。在频率高至几十兆甚至几百兆时,虽然可用传输线变压器来实现宽带匹配,但变比只能取某些特定的离散值。特别当负载电阻很低时,例如,在晶体管高频大功率放大电路中,晶体管的输入电阻小至几个欧姆,甚至在一个欧姆以下,这就很难制作出与之相适应的低特性阻抗的传输线变压器。此时若使用集中参数元件的切比雪夫阻抗变换网络进行匹配,这些矛盾便获得解决。

文献[1]中给出了长达二十页的计算机宽行输出的低通滤波式切比雪夫阻抗变换网络原型电路的元件值表,并对该表的使用作了详细的说明,对该表的导出也作了简略的介绍。该表已为国内外许多文献所引用。除了它特别适合于米波段用集中参数元件在低阻抗电路中实现阻抗变换外,获得广泛应用的另一原因是通过查表进行设计显得十分方便。然而该表在使用中也受到若干限制。首先,表中给出的数据为离散值,若欲精确设计就必须插值;其次,表中端接电阻比 r 这一参数最高取至50,而在像高频大功率晶体管这样的低阻抗电路中,有时会出现 $r > 50$ 的情形;最后,表中的相对带宽 ω 这一参数最高取到1.0,而在目前许多宽带电路的应用中,却要求 $\omega > 1$ 。对于后面两种情况,就不能通过文献[1]查表来进行设计了。然而若用本文下面介绍的公式进行设计,存在的上述问题都可获得解决,并且还可以使设计人员摆脱离开了查表就不能设计的境地。当然利用公式设计不如查表方便,但目前计算器已普遍使用,利用公式设计,其过程并不显得冗长。因此,利用本文的公式来设计与查表设计是互相补充的,它们有同等的实用意义。

二、衰 减 特 性

低通式切比雪夫阻抗变换网络的归一化原型电路如图1所示,其中 g_0 至 g_{n+1} 为各归一化元件的值。图(a)和(b)分别取始端的电导 G_0 和电阻 R_0 作阻抗归一化的基准值,它们的端接电阻比和电导比分别为^[1]

$$\left. \begin{aligned} r &= \frac{R'_{n+1}}{1/G'_0} = R'_{n+1} = \frac{R_{n+1}}{R_0} \\ r &= \frac{G'_{n+1}}{1/R'_0} = G'_{n+1} = \frac{G_{n+1}}{G_0} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

规定式中 $r > 1$ 。阻抗变换网络与普通低通滤波器有相同的电路形式,但二者之间有着根本的差别:后者在每一端有相等的端接电阻,而前者的两个端接电阻值却可能有显著的差别。因此,在零频上的不匹配而产生一个相当大的直流衰减 L_{Adc} ,由图1可得^[1]

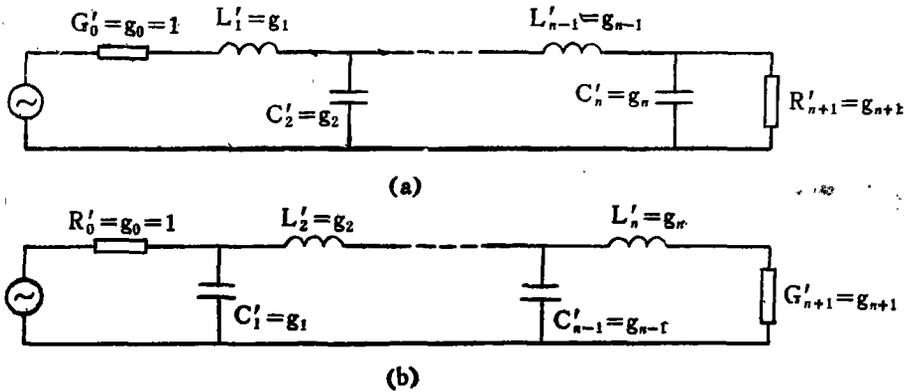


图 1

$$L_{Adc} = 10 \lg \frac{(r+1)^2}{4r} \text{ db} \quad (2)$$

阻抗变换网络的衰减特性如图2所示,从 ω'_a 到 ω'_b 为一等波纹通带,高于 ω'_b 之上的衰减像典型的低通滤波器那样陡峭上升。图中 ω'_c 为阻抗变换网络的归一化角频率,其基准角频率为

$$\omega_m = \sqrt{\frac{\omega_b'^2 - \omega_a'^2}{2}} \quad (3)$$

式中 ω_b 和 ω_a 分别为阻抗变换网络通带的上、下边界角频率。 ω_m 的归一化值为

$$\omega'_m = \sqrt{\frac{\omega_b'^2 - \omega_a'^2}{2}} = 1 \quad (4)$$

切比雪夫低通滤波器的衰减特性可表示为^[8]

$$L_A = 10 \lg [1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega'')] \text{ db} \quad (5)$$

式中 ω'' 为该滤波器的归一化角频率, ε 为小于1的正实数,它控制通带内衰减纹波 L_{Ar} 的大小, $C_N(\omega'')$ 为 N 阶的切比雪夫多项式。

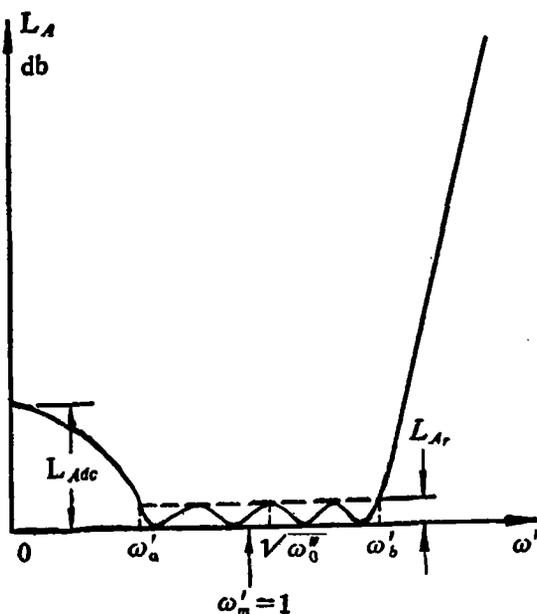


图 2

图 2 所示的衰减特性可由式(5)通过变换函数

$$\omega'' = \omega'^2 - \omega''_0 \quad (6)$$

得到, 式中 ω''_0 为与阻抗变换网络带宽相联系的一个参量, 定义为

$$\omega''_0 = \frac{\omega_b^2 + \omega_a^2}{\omega_b^2 - \omega_a^2} \quad (7)$$

以式(6)代入式(5)中得阻抗变换网络通带内、外的衰减分别为^[1]

$$L_A = 10 \lg \{1 + \varepsilon^2 \cos^2 [N \cos^{-1}(\omega'^2 - \omega''_0)]\} \quad (8)$$

$$L_A = 10 \lg \{1 + \varepsilon^2 \cosh^2 [N \cosh^{-1}(\omega'^2 - \omega''_0)]\} \quad (9)$$

式中 N 为滤波器的阶数, 它与图 1 中电抗元件数 n 的关系为 $N = \frac{n}{2}$, 图 2 的衰减特性相应于 $N = 4$.

由于式(8)中的余弦因子最大为 1, 于是得到通带内的衰减纹波为

$$L_{Ar} = 10 \lg(1 + \varepsilon^2) \text{ db} \quad (10)$$

在式(9)中令 $\omega' = 0$, 并考虑到滤波器衰减特性的对称性, 也可得变换网络的零频衰减

$$L_{Adc} = 10 \lg \{1 + \varepsilon^2 \cosh^2 [N \cosh^{-1} \omega''_0]\} \text{ db} \quad (11)$$

将式(11)与(2)比较, 便将 ε 、 N 和 r 联系起来

$$\varepsilon = \frac{r-1}{2\sqrt{r}} \bigg/ \cosh(N \cosh^{-1} \omega''_0) \quad (12)$$

三、反 射 系 数

切比雪夫低通滤波器的反射系数在平面 $p'' = \sigma'' + j\omega''$ 左半面内的极点为^[3]

$$p''_{bk} = \sigma''_{bk} + j\omega''_{bk} \quad (13)$$

$$\sigma''_{bk} = -\sinh\beta \sin \frac{2k-1}{2N} \pi \quad (14)$$

$$\omega''_{bk} = \cosh\beta \cos \frac{2k-1}{2N} \pi \quad (15)$$

其中
$$\beta = \frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \quad (16)$$

而反射系数在平面 p'' 内的零点 (二阶的) 为^[3]

$$p''_{ak} = j\omega''_{ak} \quad (17)$$

$$\omega''_{ak} = \cos \frac{2k-1}{2N} \pi \quad (18)$$

上面各式中 $k=1, 2, \dots, N$.

同样, 通过变换函数式(6)的复数形式

$$p'' = -j(p'^2 + \omega_0'') \quad (19)$$

便把平面 p'' 上的滤波器反射系数的零、极点映像到平面 p' 上去, 从而得到平面 p' 上的阻抗变换网络的零、极点分布。平面 p' 左半面内的极点为

$$p'_{bk}, p'_{bk}{}^* = \sigma'_{bk} \pm j\omega'_{bk} \quad (20)$$

$$\sigma'_{bk} = m_k \sin \theta_k \quad (21)$$

$$\omega'_{bk} = m_k \cos \theta_k \quad (22)$$

其中
$$m_k^2 = \sqrt{(\omega_0'' + \omega''_{bk})^2 + \sigma''_{bk}{}^2} \quad (23)$$

$$\theta_k = \frac{1}{2} \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sigma''_{bk}}{\omega_0'' + \omega''_{bk}} \quad (24)$$

平面 p' 上的零点 (二阶的) 为

$$p'_{ak}, p'_{ak}{}^* = \pm j\omega'_{ak} \quad (25)$$

$$\omega'_{ak} = \sqrt{\omega_0'' + \omega''_{ak}} \quad (26)$$

可以看出, 平面 p' 上的零、极点数目比平面 p'' 上的零、极点数目恰好多一倍, 而且互为共轭。

由上面求得的零、极点, 可构成阻抗变换网络的反射系数^[3]

$$\rho_{(p')} = \pm \frac{\prod_{k=1}^N (p' - p'_{ak})(p' - p'_{ak}{}^*)}{\prod_{k=1}^N (p' - p'_{bk})(p' - p'_{bk}{}^*)} = \pm \frac{\prod_{k=1}^N (p'^2 + \omega'_{ak}{}^2)}{\prod_{k=1}^N (p'^2 + \sigma_k p' + m_k^2)} = \pm \frac{F(p')}{E(p')} \quad (27)$$

其中
$$\sigma_k = \sqrt{2[m_k^2 - (\omega_0'' + \omega''_{bk})^2]} \quad (28)$$

在式(27)中, 令其分子与分母分别等于 $F(p')$ 和 $E(p')$,

四、输入阻抗

阻抗变换网络的输入阻抗可表示为^[3]

$$Z_i(p') = \frac{1 \pm \rho(p')}{1 \mp \rho(p')} = \frac{E(p') \pm F(p')}{E(p') \mp F(p')} \quad (29)$$

式中取上号或下号均可, 分别综合出两个互为对偶的网络^[3]。可以证明^[3]按上述过程求得 $Z_i(p')$ 满足正实函数的条件, 因而为一可实现的网络函数。

将式(27)中的 $E(p')$ 和 $F(p')$ 用多项式表示

$$E(p') = p'^n + b_{1N}p'^{n-1} + \dots + b_{(n-1)N}p' + b_{nN} \quad (30)$$

$$F(p') = p'^n + a_{2N}p'^{n-2} + \dots + a_{(n-2)N}p'^2 + a_{nN} \quad (31)$$

$E(p')$ 的各系数 $b_{1N}, b_{2N}, \dots, b_{nN}$ 与 σ_k 和 m_k 的关系可用迭代运算求得, 适用于 $N \leq 5$ 的这些关系式列于表 1 中。 $F(p')$ 只包含 p' 的偶次项, 其系数 $a_{2N}, a_{4N}, \dots, a_{nN}$ 与 ω_{dk}^2 的关系则不必求出, 后面用别的方式解决。

若在式(29)中取上号, 并利用式(30)和式(31), 则 $Z_i(p')$ 可表示为

$$Z_i(p') = \frac{2p'^n + b_{1N}p'^{n-1} + B_{2N}p'^{n-2} + \dots + B_{(n-2)N}p'^2 + b_{(n-1)N}p' + B_{nN}}{b_{1N}p'^{n-1} + A_{2N}p'^{n-2} + \dots + A_{(n-2)N}p'^2 + b_{(n-1)N}p' + A_{nN}} \quad (32)$$

其中

$$A_{2N} = b_{2N} - a_{2N}, \dots, A_{nN} = b_{nN} - a_{nN} \quad (33)$$

$$B_{2N} = 2b_{2N} - A_{2N}, \dots, B_{nN} = 2b_{nN} - A_{nN} \quad (34)$$

五、归一化元件值

由于所讨论的阻抗变换网络为一个全极点型的低通网络, 可直接应用辗转相除法将式(32)的 $Z_i(p')$ 展为连分式^[3]

$$Z_i(p') = g_1 p' + \frac{1}{g_2 p' + \frac{1}{g_{n-1} p' + \frac{1}{g_n p' + \frac{1}{g_{n+1}}}}} \quad (35)$$

式中 g_1, g_2, \dots, g_{n+1} 为依次辗转相除时各次所得的商, 它们就是据式(35)画出的图 1 (a) 原型电路中的各归一化元件值。由于我们所讨论的对象为一个纯电抗网络, 利用每次辗转相除时, 所得余式中 p' 最高次项的系数必为零这一条件, 巧妙地作到了式 (33) 和 (34) 中的 A_{2N}, A_{4N}, \dots 用 $E(p')$ 的各系数和已求得的归一化元件值来表示, 而无须知道 $F(p')$ 的各系数。即各归一化元件值完全由表 1 的各系数确定。用迭代运算求得

$N = \frac{n}{2} \leq 5$ 的前一半归一化元件值 $g_1, g_2, \dots, g_{\frac{n}{2}}$ 与表 1 中各系数的关系列于表 2 中。

观察式 (32), 看出分子、分母中 p' 的奇次项构成的多项式相等, 可以得出网络具

有反对称特性〔2〕

$$Z_i(p') = r/Z_0(p') \quad (36)$$

式中 $Z_0(p')$ 为阻抗变换网络的输出阻抗。利用该式可以作到后一半归一化元件值由前一半归一化元件值确定

表 1

$b_{11} = \sigma_1$	$b_{21} = m_1^2$
$b_{12} = b_{11} + \sigma_2$	$b_{22} = b_{21} + \sigma_2 b_{11} + m_2^2$
$b_{13} = b_{12} + \sigma_3$	$b_{23} = b_{22} + \sigma_3 b_{12} + m_3^2$
$b_{14} = b_{13} + \sigma_4$	$b_{24} = b_{23} + \sigma_4 b_{13} + m_4^2$
$b_{15} = b_{14} + \sigma_5$	$b_{25} = b_{24} + \sigma_5 b_{14} + m_5^2$
$b_{32} = \sigma_2 b_{21} + m_2^2 b_{11}$	$b_{42} = m_2^2 b_{21}$
$b_{33} = b_{32} + \sigma_3 b_{22} + m_3^2 b_{12}$	$b_{43} = b_{42} + \sigma_3 b_{32} + m_3^2 b_{22}$
$b_{34} = b_{33} + \sigma_4 b_{23} + m_4^2 b_{13}$	$b_{44} = b_{43} + \sigma_4 b_{33} + m_4^2 b_{23}$
$b_{35} = b_{34} + \sigma_5 b_{24} + m_5^2 b_{14}$	$b_{45} = b_{44} + \sigma_5 b_{34} + m_5^2 b_{24}$
$b_{53} = \sigma_3 b_{42} + m_3^2 b_{32}$	$b_{63} = m_3^2 b_{42}$
$b_{54} = b_{53} + \sigma_4 b_{43} + m_4^2 b_{33}$	$b_{64} = b_{63} + \sigma_4 b_{53} + m_4^2 b_{43}$
$b_{55} = b_{54} + \sigma_5 b_{44} + m_5^2 b_{34}$	$b_{65} = b_{64} + \sigma_5 b_{54} + m_5^2 b_{44}$
$b_{74} = \sigma_4 b_{63} + m_4^2 b_{53}$	$b_{84} = m_4^2 b_{63}$
$b_{75} = b_{74} + \sigma_5 b_{64} + m_5^2 b_{54}$	$b_{85} = b_{84} + \sigma_5 b_{74} + m_5^2 b_{64}$
$b_{95} = \sigma_5 b_{84} + m_5^2 b_{74}$	$b_{(10)5} = m_5^2 b_{84}$

表 2

$$g_1 = \frac{2}{b_{1N}}$$

$$A_{2N} = \frac{b_{1N}}{g_1}$$

$$B_{2N} = 2b_{2N} - A_{2N}$$

$$g_2 = \frac{b_{1N}}{B_{2N} - g_1 b_{3N}}$$

$$\begin{aligned}
 A_{4N} &= \frac{1}{g_1} \left(b_{3N} - \frac{A_{2N}}{g_2} \right) \\
 B_{4N} &= 2b_{4N} - A_{4N} \\
 g_3 &= \frac{B_{2N} - g_1 b_{3N}}{b_{3N} - g_2 (B_{4N} - g_1 b_{5N})} \\
 A_{6N} &= \frac{1}{g_1} \left\{ b_{5N} - \frac{1}{g_2} \left[A_{4N} - \frac{1}{g_3} (b_{3N} - g_1 A_{4N}) \right] \right\} \\
 B_{6N} &= 2b_{6N} - A_{6N} \\
 g_4 &= \frac{b_{3N} - g_2 (B_{4N} - g_1 b_{5N})}{(B_{4N} - g_1 b_{5N}) - g_3 [b_{5N} - g_2 (B_{6N} - g_1 b_{7N})]} \\
 A_{8N} &= \frac{1}{g_1} \left\{ b_{7N} - \frac{1}{g_2} \left[A_{6N} - \frac{1}{g_3} \left[(b_{5N} - g_1 A_{6N}) - \frac{1}{g_4} [A_{4N} - g_2 (b_{5N} - g_1 A_{6N})] \right] \right] \right\} \\
 B_{8N} &= 2b_{8N} - A_{8N} \\
 g_5 &= \frac{(B_{4N} - g_1 b_{5N}) - g_3 [b_{5N} - g_2 (B_{6N} - g_1 b_{7N})]}{[b_{5N} - g_2 (B_{6N} - g_1 b_{7N})] - g_4 \{ (B_{6N} - g_1 b_{7N}) - g_3 [b_{7N} - g_2 (B_{8N} - g_1 b_{9N})] \}}
 \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned}
 g_{n+1} &= g_0 r = r \\
 g_n &= g_1 / r \\
 g_{n-1} &= g_2 r \\
 g_{n-2} &= g_3 / r \\
 &\dots\dots\dots \\
 g_{\frac{n}{2}+1} &= \begin{cases} g_{\frac{n}{2}} r & \frac{n}{2} \text{为偶数} \\ g_{\frac{n}{2}} / r & \frac{n}{2} \text{为奇数} \end{cases}
 \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

可以证明, 所求得的 n 个归一化元件值满足如下关系

$$(g_1 g_2 \dots g_n) b_{nN} r = r + 1 \quad (38)$$

利用该式可以对所得计算结果进行检验。

六、反归一化计算

前面的阻抗归一化是以信号源内阻 R_0 作基准值的, 频率归一化是以式(3)的 ω_m 为基准值的, 故可用如下关系还原为实际的元件值^[1]

$$\left. \begin{aligned}
 R_k &= R'_k R_0 \\
 L_k &= L'_k R_0 / \omega_m \\
 C_k &= C'_k / R_0 \omega_m
 \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

七、设计举例

欲设计一个晶体管宽带高频功率放大器,其工作频带为 $f_a=140\text{MC}$ 和 $f_b=260\text{MC}$,要求通带内的衰减纹波 $L_{Ar} \leq 0.1\text{db}$,晶体管具有 $R_{n+1}=5\Omega$ 的输入电阻,欲与内阻为 $R_0=50\Omega$ 的信号源相连接,试计算其输入端的阻抗变换电路。

1. 确定工作参数

本例中是端接电导比大于 1, 它的值由式(1)确定

$$r = \frac{G_{n+1}}{G_0} = \frac{R_0}{R_{n+1}} = 10$$

据工作频带,由式(7)确定参数 ω_0''

$$\omega_0'' = \frac{\omega_b^2 + \omega_a^2}{\omega_b^2 - \omega_a^2} = 1.8166666$$

根据最大允许值 $L_{Ar}=0.1\text{db}$ 由式(10)算出 ϵ_M

$$\epsilon_M = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} = 0.1526204$$

将 ϵ_M 代入式(12)中以决定参数 N

$$N_{\min} = \frac{\cosh^{-1} \frac{r-1}{2\sqrt{r\epsilon_M}}}{\cosh^{-1} \omega_0''} = 2.4276672$$

取略高于 N_{\min} 的整数,得 $N=3$.

再将所取的 $N=3$ 代回式(12)算出参数 ϵ

$$\epsilon = \frac{r-1}{2\sqrt{r}} \left| \cosh(N \cosh^{-1} \omega_0'') \right| = 0.0767873$$

2. 计算 σ_{bk}'' 和 ω_{bk}''

由式(16)有

$$\beta = \frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} = 1.0871113$$

又由式(14)和式(15)

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{bk}'' &= -\sinh \beta \sin \frac{2k-1}{2N} \pi \\ \omega_{bk}'' &= \cosh \beta \cos \frac{2k-1}{2N} \pi \end{aligned} \right\} k=1, 2, 3$$

分别求得

$$\begin{array}{lll} \sigma_{b1}'' = -0.6571265 & \sigma_{b2}'' = -1.341253 & \sigma_{b3}'' = -0.6571265 \\ \omega_{b1}'' = 1.4301908 & \omega_{b2}'' = 0 & \omega_{b3}'' = -1.4301908 \end{array}$$

3. 计算 m_k^2 和 σ_k

由式(23)和(28)

$$\left. \begin{aligned} m_k^2 &= \sqrt{(\omega_0'' + \omega_{bk}'')^2 + \sigma_{bk}''^2} \\ \sigma_k &= \sqrt{2[m_k^2 - (\omega_0'' + \omega_{bk}'')] } \end{aligned} \right\} k=1, 2, 3$$

分别求得

$$\begin{aligned} m_1^2 &= 3.3126872 & m_2^2 &= 2.2422172 & m_3^2 &= 0.7623508 \\ \sigma_1 &= 0.3628492 & \sigma_2 &= 0.9225514 & \sigma_3 &= 0.8670434 \end{aligned}$$

4. 由表1计算 b_{13} 至 b_{63}

$$\begin{aligned} b_{11} &= \sigma_1 = 0.3628492 & b_{21} &= m_1^2 = 3.3126872 \\ b_{12} &= b_{11} + \sigma_2 = 1.2854006 & b_{22} &= b_{21} + \sigma_2 b_{11} + m_2^2 = 5.8896514 \\ b_{13} &= b_{12} + \sigma_3 = 2.152444 & b_{23} &= b_{22} + \sigma_3 b_{12} + m_3^2 = 7.7665003 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_{32} &= \sigma_2 b_{21} + m_2^2 b_{11} = 3.8697109 & b_{42} &= m_2^2 b_{21} = 7.4277642 \\ b_{33} &= b_{32} + \sigma_3 b_{22} + m_3^2 b_{12} = 9.9562203 & b_{43} &= b_{42} + \sigma_3 b_{32} + m_3^2 b_{22} = 15.272951 \end{aligned}$$

$$b_{53} = \sigma_3 b_{42} + m_3^2 b_{32} = 9.3902711 \quad b_{63} = m_3^2 b_{42} = 5.6625619$$

5. 由表2和式(37)计算 g_1 至 g_6

$$g_1 = \frac{2}{b_{13}} = 0.9291763$$

$$A_{23} = \frac{b_{13}}{g_1} = 2.3165076$$

$$B_{23} = 2b_{23} - A_{23} = 13.216493$$

$$g_2 = \frac{b_{13}}{B_{23} - g_1 b_{33}} = 0.5428049$$

$$A_{43} = \frac{1}{g_1} \left(b_{33} - \frac{A_{23}}{g_2} \right) = 6.1221522$$

$$B_{43} = 2b_{43} - A_{43} = 24.42375$$

$$g_3 = \frac{B_{23} - g_1 b_{33}}{b_{33} - g_2 (B_{43} - g_1 b_{53})} = 2.763391$$

$$g_5 = g_1 / r = 0.0929176$$

$$g_5 = g_2 r = 5.4280490$$

$$g_4 = g_3 / r = 0.2763391$$

用式(38)检验

$$(g_1 g_2 \cdots g_6) b_{63} r = r + 1$$

左端

$$(g_1 g_2 \cdots g_6) b_{63} r = 10.999711$$

右端

$$r + 1 = 11$$

说明上面的计算无误。

6. 计算实际元件值

由于 r 为端接电导比, 故归一化原型电路取图 1 (b) 的电路形式, 各归化元件的值为

$$\begin{array}{lll} C'_1 = g_1 & C'_3 = g_3 & C'_5 = g_5 \\ L'_2 = g_2 & L'_4 = g_4 & L'_6 = g_6 \end{array}$$

由式(3)计算基准角频率 ω_m

$$\omega_m = \sqrt{\frac{\omega_b^2 - \omega_a^2}{3}} = 973.38688 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

将该 ω_m 值与基准电阻 $R_0 = 50 \Omega$ 代入式(39)

$$\begin{array}{l} C_k = C'_k / R_0 \omega_m \\ L_k = L'_k R_0 / \omega_m \end{array}$$

分别算得

$$\begin{array}{lll} C_1 = 19.091613 \text{ pF} & C_3 = 56.778883 \text{ pF} & C_5 = 111.52912 \text{ pF} \\ L_2 = 27.882273 \text{ nH} & L_4 = 14.19472 \text{ nH} & L_6 = 4.772903 \text{ nH} \end{array}$$

计算到此结束。

为了将本文利用公式设计与文献[1]利用元件值表设计进行比较, 上面选择了一个可以通过查表来设计的例子。在决定出端接导纳比 $r=10$ 、相对带宽 $\omega=0.6$ 和电抗元件数目 $n=6$ 之后, 通过查表得到各归一化元件值, 再进行反归一化计算, 得到各实际元件值

$$\begin{array}{lll} C_1 = 19.091749 \text{ pF} & C_3 = 56.779638 \text{ pF} & C_5 = 111.52846 \text{ pF} \\ L_2 = 27.882114 \text{ nH} & L_4 = 14.194909 \text{ nH} & L_6 = 4.772937 \text{ nH} \end{array}$$

看出二者所得结果完全一致。

八、结 束 语

本文初稿曾经周祖同教授审阅, 提出了宝贵的意见, 作者谨在此致谢。作者并不从事网络理论方面的工作, 只是在晶体管宽带高频大功率放大器的设计与制作过程中进行了一些学习, 得出了文中计算低通式切比雪夫阻抗变换网络的公式。作者认为用公式设计可以补充查表设计的不足, 因此特把它介绍给读者。由于作者对网络理论缺乏研究, 文中错误实在难免, 望读者指正。

参 考 文 献

- [1] George L. Matthaei, "Tables of Chebyshev Impedance-Transforming Networks of Low-pass Filter Form" IEEE Vol 52 No.8 August 1964.
- [2] D. S. Humpherys, "The Analysis Design and Synthesis of Electrical Filters" (Chapter 3-6) 1970
- [3] 黄席椿等, "滤波器综合法设计原理" (第三至六、八章, 附录A和C), 人民邮电出版社, 1978年。

Calculating Formula of Chebyshev Impedance Transforming Network of Low-pass Filter Form

Chen Xian-fu

Abstract

In this paper, the connection between the attenuation characteristics of Chebyshev impedance-transforming network and Chebyshev low-pass filter is established by selecting an appropriate transforming function. In this way, on the basis of network functions of low-pass filter the calculating formula of element values of impedance-transforming network can be derived by means of network synthesis. Application of these formulas to design impedance-transforming network and application of the correspondent table of element values to do so are mutually complementary. Finally, through an example the method of using the derived formula to calculate network element values is illustrated.