

SAW 滤波器等效电路模型参数的精确算法

杨朝斌* 徐继麟 黄香馥

(电子科技大学电子工程系 成都 610054)

【摘要】 基于声表面波滤波器中叉指换能器 (IDT) 上电荷分布特性, 结合优化设计的叉指加权系数及加权模式, 推导出了 SAW 滤波器等效电路模型参数的精确计算方法。其计算表达式仅由加权系数, 叉指间相互位置及电荷分布决定。模拟结果表明此算法精确、简便有效。

关键词 声表面波; 叉指换能器; 等效电路模型; 电荷分布; 优化

中图分类号 TN65

在声表面波 (SAW) 滤波器的设计计算中, 广泛使用了数字滤波器设计方法与优化理论^[1,2], 并对其二阶效应如衍射、折射等进行了分析与补偿^[3,4], 但仅局限于传输函数, 忽略了在实际系统或电路网络中关心的等效电路模型及其参数, 从而不能对实际性能再进行分析与优化; 再者, 等效电路模型参数是独立于 SAW 滤波器综合设计过程的, 由叉指换能器脉冲响应模型推导出的等效电路模型参数^[3], 未计入声电间相互作用, 十分近似, 并只能运用于等指长即未加权的叉指换能器; 严格的分析需利用二维和三维场理论^[4,5]或先将叉指换能器分解成很多未加权通道再采取数值积分^[6], 十分复杂, 并且未与优化的加权系数及叉指换能器的拓扑结构有机的结合起来^[7]。

为此, 本文计入声电间相互作用, 严格地从叉指换能器的电荷分布出发, 结合其加权系数与拓扑结构, 分析推导出精确计算 SAW 滤波器等效电路模型参数的新方法。最后给出模拟计算结果并得出结论。

1 SAW 滤波器等效电路模型

典型的 SAW 滤波器是由两个叉指换能器 (IDT) 组成, 输入 IDT 叉指重迭长度按设计的脉冲响应系数进行加权, 其决定滤波器的频率响应特性; 输出 IDT 为等指长, 具有宽带频率响应, 如图 1 所示。其中 $\lambda_0 = v_0 / f_0$ 为叉指周期, v_0 为声波在自由表面传播速度, f_0 为中心频率, d 为电极宽度, P 为电极间距离, W 为最大声孔径。SAW 滤波器响应特性可由其叉指换能器等效电路模型来表示, 如图 2 所示, 包括静态电容 C_s , 声辐射导纳 $G_a(w)$, 电纳 $B_a(w)$ 。总输入导纳为

$$Y_{in}(k) = G_a(k) + j[kC_s + B_a(k)] \quad (1)$$

且 $B_a(w)$ 为 $G_a(w)$ 的希尔伯特变换

$$B_a(w) = G_a(w)^* - \frac{1}{\pi w} \quad (2)$$

要精确分析计算上述参数, 必须知道声电间相互作用与分母响应。假定第 i 个叉指上电荷为 q_i , 第 j 个叉指电势为 ψ_j , 传输导纳为

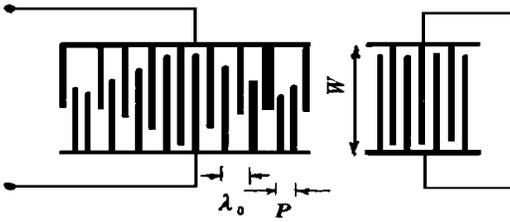


图 1 SAW 滤波器典型结构

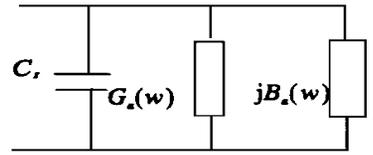


图 2 等效电路模型

$$Y_{ij} = -jk \oint_S \bar{d} \cdot \bar{h} \, ds \quad (3)$$

式中 S 为封闭积分表面并包含 SAW 滤波器衬底。对于在 $x-y$ 平面上沿 x 方向传播的 SAW 可将式 (3) 变换为

$$Y_{ij} = jk \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{d}(k) \exp(-j|x_i - x_j|k) \bar{d} \, dx \, dy \quad (4)$$

式中 \bar{d} 为 d 的傅氏变换系数; x_i 为第 i 个叉指中心的 x 轴坐标; k 为波数 $k = 2\pi/\lambda$ 。有 N 对叉指的叉指换能器的动态导纳 (其中 C 为一常数) 为

$$Y_{aa}(k) = G_a(k) + jB_a(k) = \quad (5)$$

$$Ck \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{i-1} \bar{d}(k) \exp(-j|x_i - x_j|k) \sum_{l=1}^N \bar{d}(k) \, dx \, dy = \quad (6)$$

$$Ck \left[\sum_{i=1}^N \bar{d}(k) \sum_{i=1}^N \bar{d}(k) \exp(-j(x_i - x_l)k) + \sum_{l=i}^N \bar{d}(-k) \exp(j(x_i - x_l)k) \right] \quad (7)$$

因此从理论上讲, 只要求出式 (7), 其实部与虚部即分别为 $G_a(w)$ 和 $B_a(w)$ 。对所有叉指对上的电荷进行积分求和即可得出静态电容 C_s 。

2 精确计算公式推导

2.1 静态电容

假定对 SAW 滤波器的脉冲响应优化所得的叉指加权系数分别为 $a_i (i=1, 2, \dots, N)$, 并采用每周期双电极结构。虽加权系数不尽相同, 叉指上电荷分布仍可表示为

$$\theta(\bar{x}) = 2(X_0 + X_p) \frac{\sin^s C_s}{P_{s-1}(-\cos ZC)} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_k(\cos ZC) \exp(j\bar{x}) \quad (8)$$

式中 $\bar{x} = 2C_x/p$ 为归一化无量纲 x 坐标变量; X_0, X_p 分别为真空介电常数与衬底材料有效介电常数; $P_{s-1}(y)$ 为以 y 为变量的一类 $s-1$ 阶勒让德函数; P_k 为 k 阶勒让德多项式; $Z = \frac{d}{p}$ 为金属化率; s

为 $(\frac{f_p}{v})$ 的小数部分值

由式 (8) 可得电荷分布傅氏变换为

$$\bar{d}(s, Z) = 2(X_0 + X_p) \bar{d} = 2(X_0 + X_p) \frac{\sin^s C_s}{P_{s-1}(-\cos ZC)} P_k(\cos ZC) \quad (9)$$

其中 k 为 (f_p/v) 的整数部分。单位长度电极在宽度上总电荷 D_a 为

$$D_a = j\omega \int_0^Z \theta(\bar{x}) \, dx = 2(X_0 + X_p) \sin ZC \frac{P_{s-1}(\cos ZC)}{P_{s-1}(-\cos ZC)} \quad (10)$$

任一加权叉指 a_i 上电流为 I

$$I_i = W |T_i| D_a \quad (11)$$

整个加权 IDT 上总电流 I 为

$$I = \sum_{i=1}^N I_j = 2j\omega (X_0 + X_p) W \sin \zeta_s \frac{P_{s-1}(\cos \zeta_c)}{P_{s-1}(-\cos \zeta_c)} \sum_{i=1}^N |a_i| \quad (12)$$

则其等效电路模型中静态电容为

$$C_s = 2W (X_0 + X_p) \sin \zeta_s \frac{P_{s-1}(\cos \zeta_c)}{P_{s-1}(-\cos \zeta_c)} \sum_{i=1}^N |a_i| \quad (13)$$

2.2 辐射导纳

对于图 1 所示 IDT 为双向传播,其上电荷分值为实数且有

$$\bar{d}(k) = \bar{d}(-k) = \bar{d} \quad (14)$$

代入式 (7) 得

$$G_a(k) = c k \sum_{i=1}^N \bar{d} \sum_{j=1}^N \bar{d} \cos[-\cos(x_i - x_j)k] \quad (15)$$

声电间的相互作用可以由机电耦合系数 K 来表示: $K^2 = \frac{2(v-v_m)}{v}$, V 与 V_m 分别表示 SAW 在自由表面与金属电极上的传播速度

在有許多叉指的 IDT 中,叉指间的相互作用可以结合其拓扑结构来推导,因为 SAW 在传播过程中,其波前近似于宽度为 $|a_i|$ 的矩形,而对另一叉指的影响可等效于两叉指在垂直于波传播方向上的指长重叠长度且极性为符号函数 $\text{sign}(a_i, a_j)$

$$a_{ij} = \begin{cases} \min(|a_i|, |a_j|) & a_i, a_j \text{ 同号} \\ |a_i| + |a_j| - 1 & a_i, a_j \text{ 异号且 } |a_i| + |a_j| \geq 1 \\ 0 & a_i, a_j \text{ 异号且 } |a_i| + |a_j| \leq 1 \end{cases} \quad (16)$$

利用式 (9) (15) 得

$$G_a(k) = G_0 k \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\bar{d}) a_{ij}^2 \text{sign}(a_i a_j) \cos[k(x_i - x_j)] \quad (17)$$

式中

$$G_0 = \frac{1}{2} K^2 (X_0 + X_p) W \quad (18)$$

$$(\bar{d})^2 = [\sin \zeta_s P_k(\cos \zeta_c) / P_{s-1}(-\cos \zeta_c)]^2 \quad (19)$$

在实际的 SAW 滤波器中叉指周期为 λ_0 , 则 $x_i - x_j = (i - j)\lambda_0$ 且 $k(x_i - x_j) = 2\pi(i - j)\frac{f}{f_0}$, 式 (17) 进一步简化为

$$G_a(k) = G_0(k) \left[\sum_{i=1}^N |a_i| + \sum_{i=1}^N \sum_{j=i+1}^N a_{ij} \text{sign}(a_i a_j) \cos \left[2\pi \frac{f - f_0}{f_0} (i - j) \right] \right] \quad (20)$$

利用式 (2) 即可得 $B_a(\omega)$

3 模拟结果与结论

设计一个中心频率 70 MHz 带宽 30%、矩形系数 1.2 的 SAW 滤波器,带内波动 0.5 dB 带外抑制 60 dB,如图 3 所示,首先利用 Remez 优化算法计算出 IDT 的加权系数如图 4 所示。IDT 结构采用每周期双电极,材料为 128-LiNbO₃,其余参数为 $\frac{X_p}{X_0} = 55.1$, $v_m = 3888 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$, $v = 3394 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$, 电极周期 $\lambda_0 = 55.6 \mu\text{m}$, 电极宽度 $d = 13 \mu\text{m}$, 最大孔径取 $2000 \mu\text{m}$ 并且,实际的指长重叠部分采用对 IDT 中心对称模式

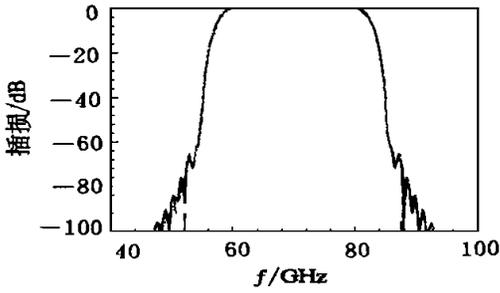


图 3 SAW滤波器设计频率响应

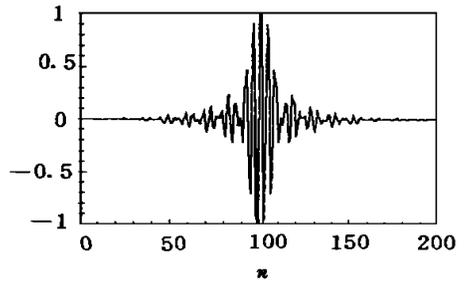
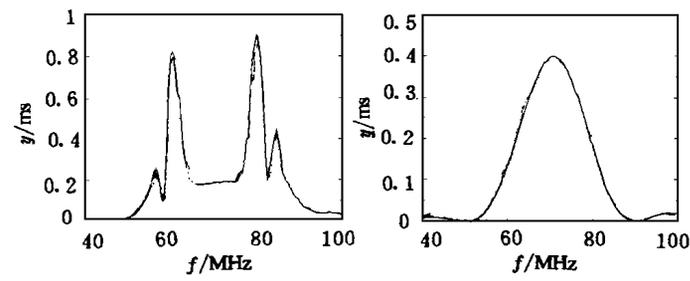


图 4 SAW滤波器叉指加权系数及模式

利用上述算法可以计算出加权 IDT总静态电容为 37.25 pF,辐射导纳与电纳频率特性分别如图 5 6所示,在图 5中同时给出了计算所得的未加权 IDT辐射导纳 ($N=7$,其余参数同上)



(a) 加权

(b) 未加权

图 5 加权及未加权 IDT辐射导纳

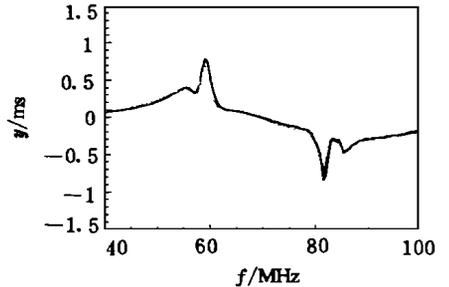


图 6 加权 IDT辐射电纳频率特性

从图 5可以看到,优化设计所得的加权 IDT辐射导纳带内纹波小且平坦,在截止频率附近两峰很窄且对称性好(峰值大小的不等是由频率 k 引起,见式(17),旁瓣小。未加权宽带 IDT辐射导纳计算结果呈现为 $\text{sinc}X$ 形状(其中仍含有频率 w 因子),并完全符合理论值 $G_k(\text{sinc}[\frac{4(k-k_0)}{k_0}])^2$, ($G_k=8G_0N^2(\bar{d})^2$),从而证明了本计算方法的正确性。因此可以得出以下结论:

1) 本文的严格理论推导是基于 SAW滤波器叉指上电荷分布,并计入了声电间相互作用及具体 IDT的拓朴结构,得出的 SAW滤波器等效电路模型参数完全是由电荷分布、加权系数及加权模式来决定

2) 文中计算方法直观精确,避免了繁琐的数字积分及静电场求解,使计算时间大为减少。对于 200个叉指的 SAW滤波器等效电路模型参数的计算,使用 486/66时计算时间约 1.5 min

3) 利用本方法计算出 SAW滤波器等效电路模型参数后,结合外电路可对其在实际运用电路中的性能作进一步分析,为进行进一步优化提供了基础,可获广泛运用

参 考 文 献

- 1 徐继麟,周先敏.特种固态模拟器件原理及运用.北京:电子工业出版社,1994
- 2 Ruppel C C W. A review of optimization algorithms for design of SAW transducers. IEEE Ultrason Symp 1991, 73~ 83
- 3 Morgan D P. Surface wave devices for signal processing. Amsterdam: Elgevier, 1985
- 4 Visintini G. Modular two-dimensional analysis of SAW filter-Part I: theory. IEEE Trans UFFC 1992, 39(1): 61~ 71
- 5 Bachl H, Baghai-Wadji A R. 3D electrostatic analysis of 2-D SAW transducers with closed-form formulae. IEEE Ultrason Symp, 1989: 359~ 362
- 6 Holland Tancrell. Acoustic surface wave filter. Proc IEEE, 1979, 59(4): 393~ 407
- 7 Vigil AJ, Hunsinger B J. A Study of the effects of apodized structure geometries on SAW transducer, parameter. IEEE Ultrason symp, 1987: 139~ 144
- 8 Datta S, Hunsinger B J. Element factor for periodic transducers. IEEE Trans Sonic and ultrasonic, 1980, 27(1): 42~ 46
- 9 Garber E M, Lau K F. Combined apodized/withdrawal weighting transducers for diffraction suppress. IEEE Ultrason Symp, 1986: 65~ 70

Precise Computation of SAW Filter Equivalent Circuit Model Parameters

Yang Chaobin Xu Jilin Huang Xiangfu
 (Dept. of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract An efficient algorithm to compute the equivalent circuit model parameters of SAW filter is proposed. This method is based on the charge distribution in the interdigital transducer calculated by the Remez optimization design and takes into account the interaction of acoustic wave and electrostatic field within the IDTs. The parameters are only depended on the charge distribution, weighted coefficients and IDT overlap pattern. The simulations prove that this method is simple, precise, and fast, and can be used to optimize further practical specification of SAW filter.

Key words surface acoustic wave; interdigital transducer; equivalent circuit model; charge distribution; optimum

编辑 徐培红

.....
 。 科研成果介绍。

大功率毫米波电调磁性开关的高速响应技术研究

主研人员: 钱汝彪 刘 强 曾升权 陈巧生

大功率毫米波电调磁性开关,主要作为雷达接收机的保护开关,是当雷达处于发射期间防止发射功率的泄漏和天线不匹配对接收机的影响而接入。该课题分别对 35 GHz 和 94 GHz 进行了研究,对直接正交、渐变正交和组合正交的开关特性进行了比较,研究了铁氧体样品尺寸对法拉弟旋转角的最优关系,解决了异形波导的制作技术、薄壁波导的制作技术。研制成功的 8 mm 渐变正交结的铁氧体快速开关达到如下技术指标:

- 插入损耗 < 0.70 dB 开关时间(上升沿) < 4 μ s
- VSWR < 1.25 隔离 > 30 dB($f = 34.97 \sim 35.23$ GHz)
- 隔离 > 22 dB($f = 34.52 \sim 35.75$ GHz)

该课题研制成功的铁氧体开关结构独特,性能优良,属国内领先水平。

。 科 卜。