

L'inductance de 31 μH , mesurée à l'aide d'un pont de mesure LCR classique est extrêmement surprenante. L'inductance provient des 2 1/2 spires du corps de la ferrite. Cependant, comme le matériau de la ferrite provoque le découplage des enroulements déjà évoqué, une forte impédance est atteinte sur toute la bande de fréquence jusqu'à 500 MHz sans aucun point de résonance. Ce type de composant est particulièrement adapté aux applications dans des circuits d'alimentation.

5.3 Ferrites multilignes

Il convient de ne pas oublier de mentionner un type de composant qui constitue une sorte de «réseau d'inductances»: il s'agit de la ferrite multilignes. (Figure 2)

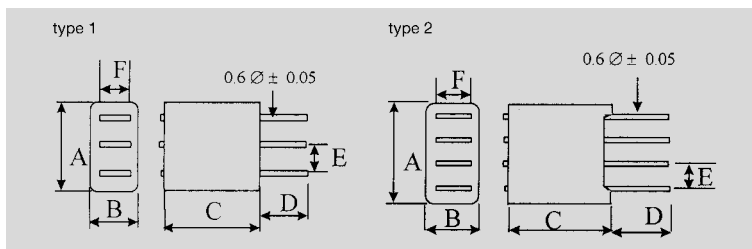


Fig. 1: Caractéristiques électriques de certaines ferrites multilignes.

Réf. no.	Désignation	A mm	B mm	C mm	D mm	E mm	F mm	Impédance (Ω)		Type
								25 MHz	100 MHz	
742 730 01	Ferrite multilignes 3x	7,62	5,08	10	5,8	2,54	2,54	212	264	1
742 730 02	Ferrite multilignes 4x	10,88	5,49	10	3,19	2,54	2,54	209	249	2
742 730 021	Ferrite multilignes 4x	11,2 max	11,2 max	6	5	2,54	7,62	136	170	2
742 730 022	Ferrite multilignes 4x	11,2 max	11,2 max	9	2,5	2,54	7,62	208	248	2
742 730 023	Ferrite multilignes 4x	11,2 max	11,2 max	11	5	2,54	7,62	292	334	2

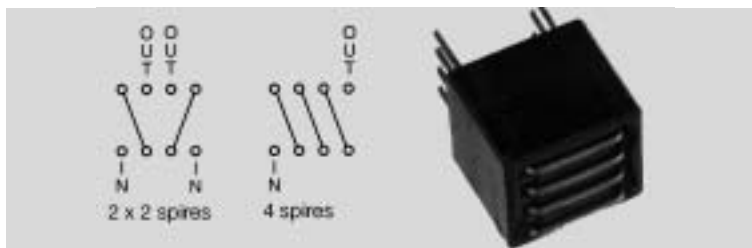


Fig. 2: Connexions possibles de la ferrite multilignes (schéma de routage)

La ferrite multiligne comporte trois ou quatre lignes, en fonction de son type. Un fil de 0,6 mm de diamètre traverse chaque trou. Le couplage de l'inductance mutuelle L_{μ} des lignes entre elles est inférieur à celui des manchons de ferrite. Elles ont été enroulées, conformément au test 2, compte tenu de la ferrite trouvée entre chaque conducteur. L'inductance mutuelle L_{μ} baisse également d'une ligne à l'autre; en effet, L_{μ} est plus importante entre la ligne 1 et la ligne 2 qu'entre la ligne 1 et la ligne 3 (Figure 3).

Inductance

Ferrite multilignes

Inductance mutuelle



Composants

76

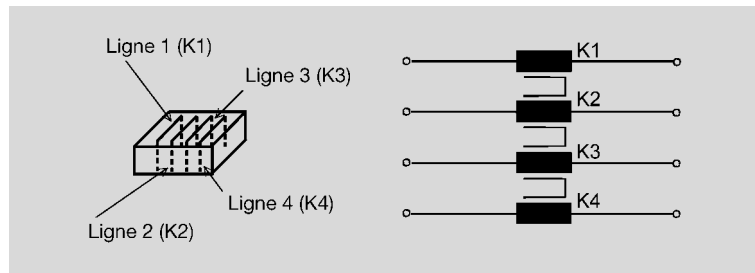


Fig. 3: Représentation schématique de la ferrite multilignes.

**Caractéristiques
d'atténuation**

**Inductance de mode
commun**

Si l'on compare les caractéristiques d'atténuation de la ferrite multilignes de la Figure 4 et les paramètres donnés dans le chapitre 3 sur les selfs de filtrage mode commun à la Figure 7 (1^{er} test avec l'inductance à manchon de ferrite), il paraît évident que ce type de composants peut également être utilisé comme inductance de mode commun.

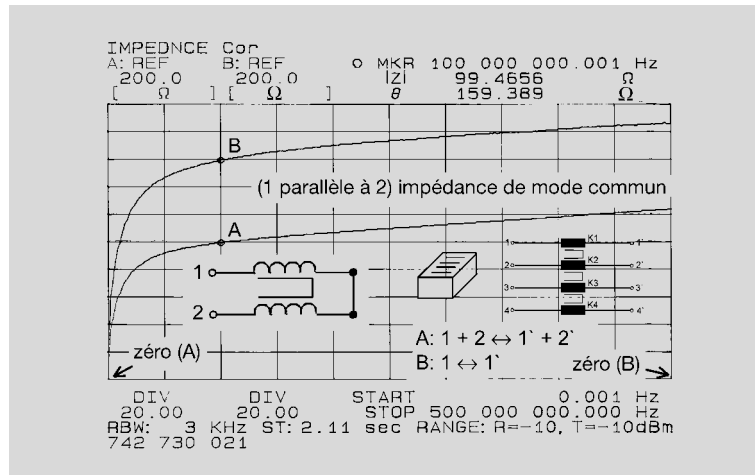


Fig. 4: Graphique d'impédance de la ferrite multilignes dans diverses configurations.

Capacité

Impédance

Parmi les avantages de cette inductance de mode commun figurent sa forte capacité de charge du courant (4 A maximum) et sa capacité d'atténuation allant jusqu'à 1000 MHz sans résonance. Cette inductance est donc particulièrement adaptée pour une utilisation dans des circuits d'alimentation et des circuits de transmission de signaux dans une bande passante de signaux < 5 MHz. L'impédance d'une des lignes est représentée par la courbe B à la Figure 4. La courbe A représente l'atténuation introduite des signaux, l'impédance en mode différentiel.

6. Ferrites CMS

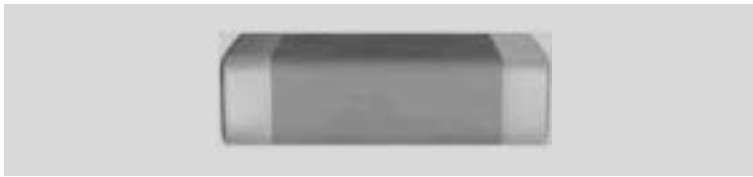


Fig. 1: Ferrite CMS

Les ferrites CMS destinées aux applications CEM sont fabriquées grâce à la technologie multicouches et emploient du nickel-zinc comme matériau de ferrite.

La structure spéciale de ce matériau fait que c'est la composante réelle (de perte) qui détermine en grande partie l'impédance au-delà de 50 MHz. Ceci signifie qu'il s'agit d'un composant de filtrage qui absorbe ou, plutôt, convertit en chaleur un large spectre d'interférences sans liaison à la terre.

Les ferrites CMS sont disponibles dans un large éventail de tailles allant de 0402 (la plus petite), à 1812 (la plus grande). Elles disposent d'une capacité de charge de courant de 6A maximum et présentent des impédances allant jusqu'à 2000 Ohm à une fréquence de 100 MHz.

Les ferrites CMS sont également connues sous le nom de chip bead, de chip bead impeder ou d'inductances chip bead. Dans tous les cas, il s'agit d'inductances à très faible Q et fortes pertes pour des fréquences supérieures à 10 MHz.

Afin d'éviter toute confusion, il est préférable d'utiliser le terme de ferrite CMS.

6.1. Définitions pour les caractéristiques:

L'impédance des ferrites CMS est clairement décrite par les paramètres suivants (Figure 1):

Courant continu maximal

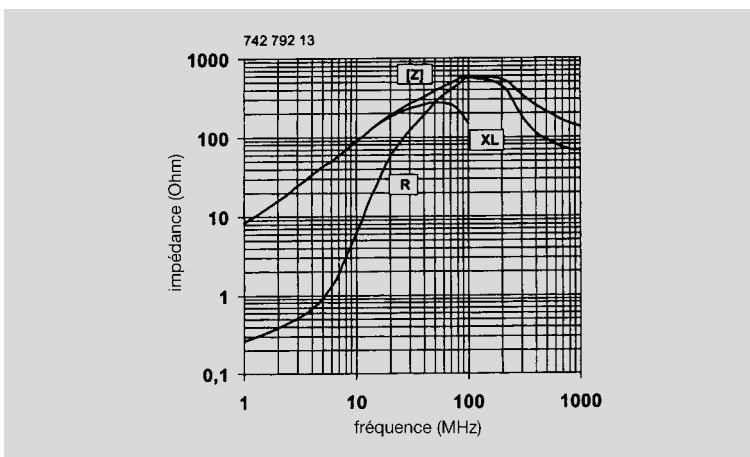


Fig. 1: Courbe d'impédance de la ferrite CMS réf. 742 792 13.

Ferrites CMS

Spectre d'interférences

Chip bead impeder

Circuits filtres

132

Effacité
Types de circuits

2. Les filtres passe-bas

Les filtres passe-bas sont les circuits filtrants les plus communément employés pour les applications CEM. Certaines observations fines peuvent s'avérer utiles pour une meilleure compréhension et une plus grande connaissance de l'efficacité de ces filtres. Ces observations doivent être effectuées à partir des deux types de circuits passe-bas les plus couramment utilisés (Figure 1).

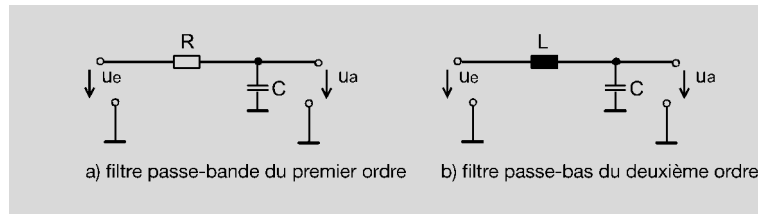


Fig. 1: Filtres passe-bas du premier et deuxième ordre.

Transformation de
Laplace

La version convertie qui résulte de la transformation de Laplace est utilisée afin d'améliorer la représentation mathématique des filtres ou des quadripôles dans le domaine fréquentiel. Cela aboutit à ce que l'on appelle la transformation de Laplace dans le domaine des variables complexes, avec

$$F_p = \int f(t) \cdot e^{-pt} dt$$

Réponse en fréquence

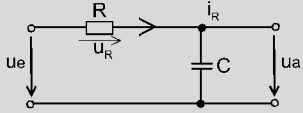
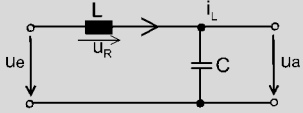
la fonction transformée dans le domaine des fréquences, c'est-à-dire, d'un point de vue technique, la réponse en fréquence du circuit. Diverses fonctions dans le domaine des variables complexes peuvent être trouvées à l'aide de certaines lois mathématiques définissant les fonctions de domaine temporel élémentaires. Par exemple, pour

$$i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt} \rightarrow u_C = \frac{1}{Cp} \cdot i_C$$

et pour

$$u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \rightarrow i_L = \frac{1}{Lp} \cdot u_L$$

Tableau de calcul:

 $u_e = u_R + u_a$ $u_a = \frac{1}{Cp} \cdot i_R \quad \left(i_C = \frac{du_C}{dt} \right)$ $i_R = u_a \cdot Cp$ $u_e = i_R \cdot R + i_R \cdot \frac{1}{Cp}$ $u_e = u_a \cdot Cp \cdot \left(R + \frac{1}{Cp} \right)$ $u_e = u_a (RCp + 1)$ <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 10px auto;"> $\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{1}{RCp + 1}$ </div> <p>avec $\tau_1 = R \cdot C = \frac{1}{2\pi f}$ et $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ \Downarrow $F_1(p) = \frac{1}{\pi_1 p + 1}$</p>	 $u_e = u_L + u_a$ $u_a = \frac{1}{Cp} \cdot i_L \quad \left(u_a = L \cdot \frac{di_L}{dt} \right)$ $i_L = \frac{u_a}{Lp}$ $u_e = u_L + u_a = L \cdot p \cdot i_L + i_L \cdot \frac{1}{Cp}$ $u_e = L \cdot p \cdot \frac{u_a}{Lp} + \frac{u_a}{CLp^2}$ $u_e = u_a (CLp^2) + u_a = u_a (CLp^2 + 1)$ <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 10px auto;"> $\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{1}{CLp^2 + 1}$ </div> <p>avec $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ \Downarrow $F_2(p) = \frac{1}{p^2 C^2 + 1}$</p>
----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Ces deux fonctions peuvent être représentées graphiquement (Figure 2).

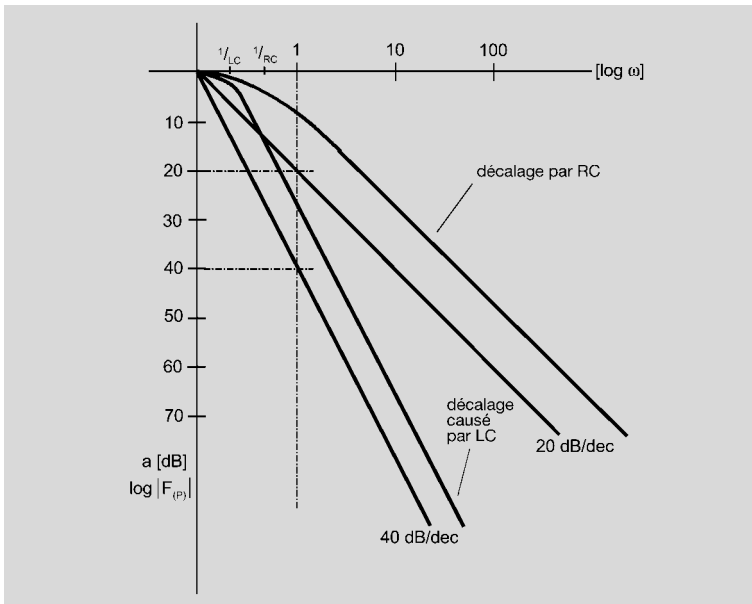


Fig. 2: Fonction de transfert $F_x(p)$ sur la fréquence angulaire.

Circuits filtres

134

Augmentation de l'atténuation

Comme p est à la première puissance dans la fonction $F_1(p)$, le filtre est caractérisé par une augmentation de l'atténuation de 20 dB/dec; le filtre correspondant à la fonction de variable complexe $F_2(P)$ connaît, étant donné que p y est exprimé au carré, une atténuation en réponse de 40 dB/dec. Les décalages de l'axe de la fréquence angulaire dépendent des constantes de temps. A \varnothing_0 ($\varnothing_1 : F_1(P)$) l'atténuation est de 3 dB pour $F_1(P)$ et de 6 dB pour $F_2(P)$.

Point de résonance

Contrairement au filtre RC, le filtre LC présente un point de résonance. Les pertes résistives (voir chapitre 1) de l'inductance doivent être prises en considération pour décrire la résonance série. On obtient alors le circuit équivalent de la Figure 3.

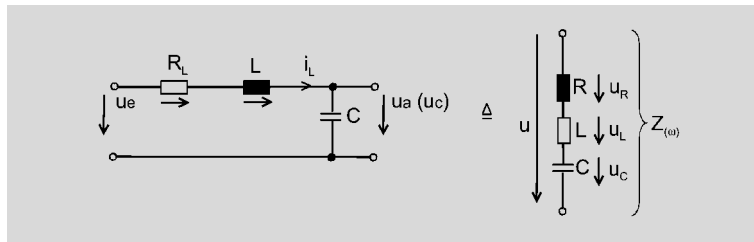


Fig. 3: Circuits équivalents simplifiés de filtres passe-bas qui prennent en considération les pertes résistives de l'inductance.

Impédance

L'impédance $Z(\varnothing)$ est donnée par

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

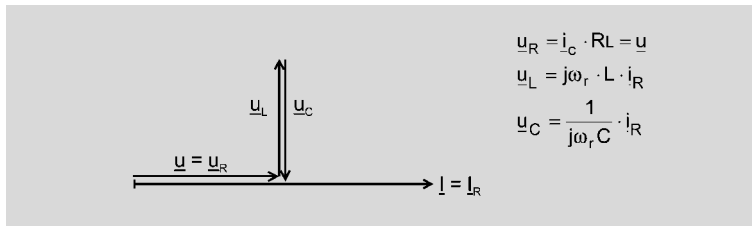
La résonance se produit si la composante réactive est nulle, ce qui revient à dire que:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \Rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Par conséquent:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{état de résonance}).$$

De plus, au point de résonance:



Les réponses en amplitude et en phase du filtre de la Figure 3 sont graphiquement représentées à la Figure 4.

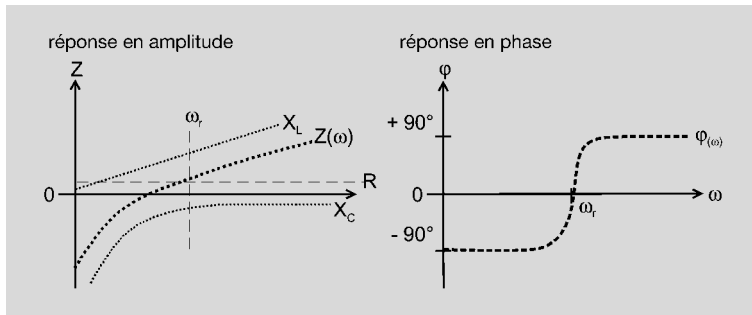


Fig. 4: Réponses en amplitude et en phase du filtre de la Figure 3.

Dans la pratique cela implique que:

- l'inductance doit avoir une composante résistive d'impédance élevée et constante sur la bande passante de filtre nécessaire de manière à conserver une amplitude de résonance aussi faible que possible et une bande passante aussi large que possible.
- les fréquences utiles et les fréquences parasites doivent être inférieures à la fréquence de résonance du filtre passe-bas.
- le facteur de qualité et les pertes du condensateur jouent généralement un rôle moins important lorsque les composantes résistives de l'inductance bobinée sont élevées.
- les signaux utiles critiques à large bande doivent être compris dans la réponse en phase linéaire du filtre (fréquences très inférieures à la fréquence de résonance) pour éviter toute distorsion.
- un autre phénomène de résonance se produit, dû à chaque élément parasite supplémentaire.
- les impédances source et absorbée doivent également être prises en considération en même temps que les propriétés du filtre.

Le résultat peut, par exemple, être un réseau constitué d'une source, d'un filtre et d'un collecteur comme l'illustre la Figure 5.

Réponse en amplitude
Réponse en phase

Composante résistive de l'impédance

Fréquence de résonance

Condensateur

Réponse en phase linéaire

Phénomène de résonance

Impédances source et absorbée

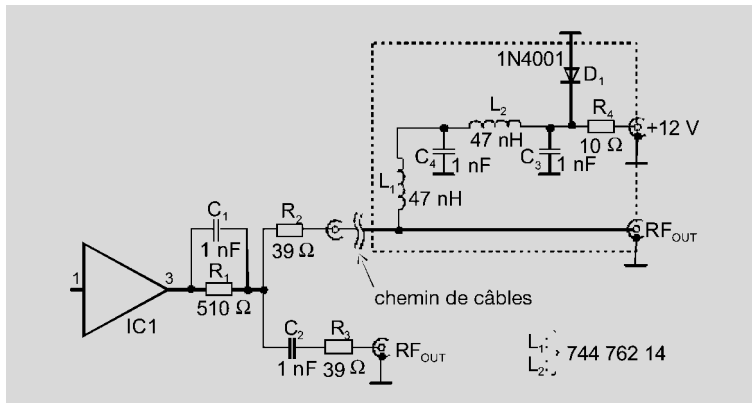


Fig. 1b: Circuit annexe pour alimentation fantôme (alimentation à distance).

L'amplificateur est constitué d'un circuit intégré du fabricant Mini-Circuits (figure 1a). Ce circuit ayant une impédance d'entrée de 50 K, une résistance R_1 a été mise en série afin de porter l'impédance à 75 K évitant ainsi les réflexions. C_1 et C_2 éliminent les composantes continues; C_2 pour l'entrée de IC_1 et C_1 pour toute tension de mode commun de la source externe. D_1 et D_2 protègent les entrées contre les pics de tension; si les diodes 1N4148 ont une capacité de charge trop importante, on peut les remplacer par des diodes Schottky à faible capacité (par ex HP 1800). L_1 protège contre les interférences dans les basses fréquences (ondes courtes et en dessous). Si l'amplificateur doit amplifier des signaux dans les fréquences 30–100 MHz, il est recommandé d'augmenter la valeur de L_1 à 220 nH (Würth Elektronik 744 760 23), en gardant en mémoire que la fréquence de résonance de la self de choc est alors portée à 850 MHz.

C_3 découple la sortie de l'amplificateur pour les tensions continues, R_3 et R_4 divisent le signal RF, c'est à dire que 2 charges peuvent être appliquées en sortie. L'alimentation de l'amplificateur est générée par IC_2 , un régulateur de tension classique 7812; le courant est injecté dans l'amplificateur RF via R_2 et L_2 . L_2 n'est pas critique, son rôle étant limité au découplage de la sortie vis à vis de la RF; le courant continu et partant de là la polarisation de l'étage de sortie de IC_1 est ajusté par R_2 . Les capacités C_4 et C_5 servent à filtrer la tension produite par IC_2 . C_6 , C_7 et L_3 découplent le circuit à hautes fréquences. Le routage du circuit doit être conçu avec soin pour assurer la compatibilité RF. Les broches 2 et 4 de IC_1 doivent être soudées directement à la masse, la sortie et l'entrée de l'amplificateur devant être isolées entre elles pour éviter les contre-réactions et donc la tendance à osciller. Tous les composants transmettant la RF (C_1 , R , C_2 etc.) doivent être en CMS et reliés entre eux par des pistes mesurant 3 à 5 mm de longueur maximum; ils appartiennent au groupe de composants de la couche 2. Une couche entière doit être attribuée exclusivement au plan de masse; l'autre couche transporte le signal (figure 2).

Réflexions

Tensions continues

Pics de tension

Fréquence de résonance

Routage

Masse de référence

Applications

182

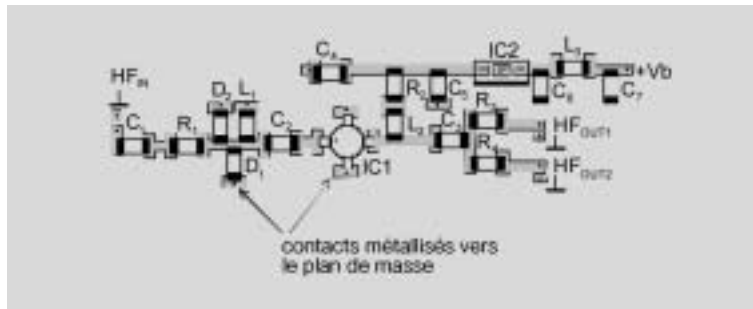


Fig. 2: schéma de l'amplificateur VHF/UHF de la figure 1a.

Si l'amplificateur est alimenté à distance, le schéma de la figure 1b doit être adopté: C_2 élimine la composante continue, C_1 court-circuite la résistance de charge R_1 en alternatif. Le filtre L_1, L_2 avec C_3 et C_4 découple la tension d'alimentation. Le filtre est isolé de l'amplificateur, c'est à dire déporté côté récepteur; le signal haute fréquence utile et l'alimentation transigent ensemble dans le câble coaxial 75 K. R_4 et D_1 ne servent qu'à protéger contre les erreurs de polarité; une prise pour transformateur 12 V standard peut être utilisée pour alimenter le montage.

Alimentation déportée

Protection de polarité

6. Transmission audio différentielle

Dans le domaine du traitement des signaux audio professionnels, les signaux analogiques qui doivent être transmis sur de longues distances le sont sous forme différentielle. Il y a quelques années, ceci nécessitait des technologies de composants discrets complexes. De nos jours les amplificateurs intégrés différentiels permettent d'obtenir aisément des réjections du mode commun de 100 dB.

Convertisseur différentiel

Boucle de masse
Captation de parasites

Contaminations hautes fréquences

L'utilisation de ces technologies nouvelles permet de limiter les boucles de masse et donc les risques de captation de parasites dans la bande de fréquence BF utile. L'injection de signaux hautes fréquences dans le circuit, par capture de trains d'onde ou de champs magnétiques par exemple s'ajoutent aux problèmes habituels. Dans le même esprit, si des circuits analogiques sensibles jouxtent des circuits de contrôle digitaux à commutation rapide, ceux ci vont tenter de noyer les premiers d'un «brouillard digital» et de moduler le signal analogique par du bruit et de la modulation. Ce phénomène peut se résoudre par l'ajout de circuiterie adéquate. Le schéma d'un convertisseur différentiel est présenté figure 1.

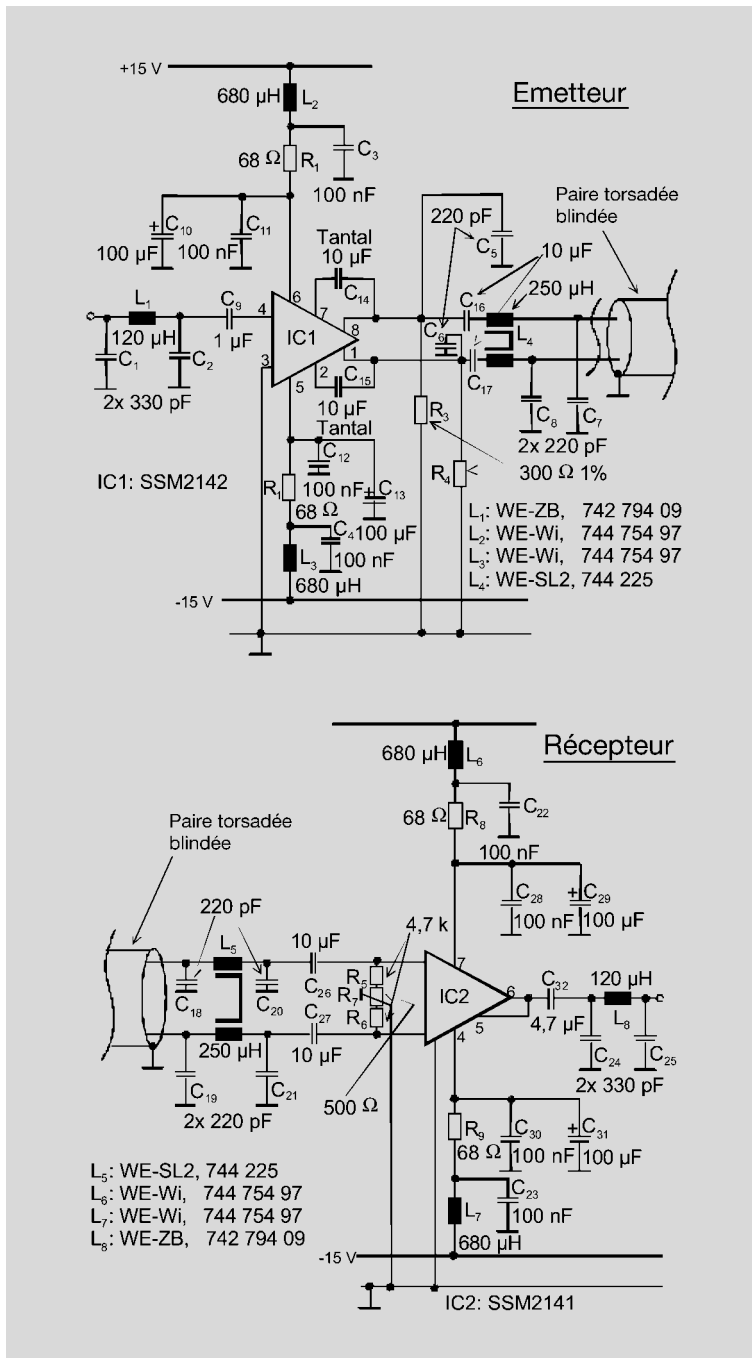


Fig. 1: Convertisseur différentiel pour signaux audio.

L'émetteur IC₁ (SSM2142 de Analog Devices) convertit le signal asymétrique en un signal différentiel. Le signal sortant a une amplitude de 10 V_{eff} sur 600 K. Le filtre d'entrée L₁, C₁ et C₂ atténue le risque de captation par le câble d'interférences rayonnées.



Applications

184

Résonances**Chemin de l'alimentation en puissance****Rafales****Valeur de composants****Tolérance****Routage****Latch-up****Équilibrage des courants**

Si l'amplificateur différentiel IC₁ intégré au circuit est connecté en sortie d'un conditionneur tel qu'un préamplificateur, un additionneur, etc... ce filtre peut être omis. Les mêmes considérations s'appliquent au filtre L₈, C₂₄ et C₂₅ au niveau du récepteur. Le filtre passe bas L₂/C₃, L₃/C₄, L₆/C₂₂ et L₇/C₂₃ découple la tension d'alimentation vis à vis des interférences hautes fréquences; les résistances R₁, R₂, R₈ et R₉ atténuent les résonances qui peuvent se produire dans le réseau d'alimentation en puissance à l'intérieur du circuit. Autre risque, l'inductance du câble d'alimentation, ses capacités parasites et la capacité de découplage peuvent engendrer des phénomènes de résonance avec des amplificateurs opérationnels rapides implémentés de manière hasardeuse. Pour cette raison, les inductances L₂, L₃, L₆ et L₇ ont été sélectionnées dans un type d'inductance ayant une composante réactive faible et une forte résistivité. Les filtres symétriques en Θ composés de L₄ et C₅ à C₈ ainsi que L₅ avec C₁₈ à C₂₁ garantissent un découplage efficace des bruits hautes fréquences qui pourraient être captés dans le câble de liaison. Si des rafales d'amplitude supérieure à la tension d'alimentation du circuit sont possibles, par exemple sous l'influence de câbles d'alimentation proches, C₇, C₈, C₁₈, et C₁₉ devront être remplacés par des varistances multicouches. N'espérez pas les calculs des fréquences de coupure, atténuations, impédances caractéristiques et autres paramètres de ce filtre. Ainsi que nous vous l'avons montré dans le chapitre 1 (Filtres) et 2 (Composants), les caractéristiques des composants inductifs tels que leurs impédances, facteurs de qualité, etc... ne sont pas linéaires. Les impédances de l'émetteur et du récepteur (avec l'atténuation propre à leur gamme de fréquence) qui se trouvent avant et après les filtres ne sont pas connues, ce qui fait que les valeurs des composants devront toujours être déterminées empiriquement pour que le signal soit transmis correctement. Les capacités C₁₄ et C₁₅ découplent les entrées de contre réaction (broches 2 et 7 de IC₁) de l'alimentation continue, ces capacités devant être choisies avec une faible Résistance série équivalente. En outre, pour éviter la création d'un mode commun, les composants R₃, R₄, C₅-C₈, C₁₈-C₂₀ devront être accordés avec précision, R₃ et R₄ devant être choisies parmi les résistances film métal à tolérance faible et les condensateurs parmi les capacités céramiques CMS de tolérance 2 ou 5 %. Les selfs de choc compensées en courant I₄ et I₅ peuvent avoir une tolérance de $\pm 50\%$ car vu leur totale symétrie cela a peu d'influence sur le signal, une déviation de la valeur espérée affectant les deux branches de la self de la même manière.

Le routage des parties symétriques des circuits, émetteur et récepteur, doit être conçu selon les règles des circuits hautes fréquences et seront routées aussi symétriques que possible. Cela implique qu'un circuit imprimé double face est indispensable, un quatre couches étant mieux; les pistes seront aussi courtes que possibles, celles concernant le cheminement des signaux différentiels seront adjacentes et de même longueur (voir chapitre 4 – Filtrage d'une alimentation AC/DC externe, figure 4). S'il est nécessaire d'équilibrer les courants suite à des potentiels différents sur le blindage du câble, l'écran de celui-ci devra être isolé par une capacité (de préférence côté transmetteur vu que le signal est plus fort de ce côté et l'impédance plus faible) – voir aussi chapitre 1 filtres, 3.2 filtres symétriques. L'impédance du câble doit être de 600 K, sa capacité pouvant aller jusqu'à 150 nF sans problème. L'alimentation en puissance doit être filtrée finement et équilibrée à 2 %; les parasites devront être évités