Etude Power Splitter – Combiner (Adder).

Schéma de principe d'un *splitter* de puissance (Fig.1) :

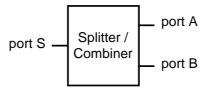


Fig. 1 – Splitter – Combiner.

Splitter résistif.

Circuit passif constitué de 3 résistances identiques montées en étoile (ou en triangle, selon les cas, cf. transformation triangle –étoile en fin de document), présenté figure 2.

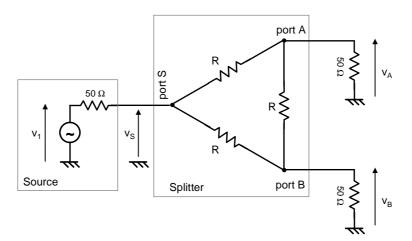


Fig. 2 – Splitter résistif.

Pour un système adapté à 50Ω on prend R= 50Ω .

Par considérations de symétrie on a : $v_A = v_B$ (1)

En appliquant le théorème de Millman aux points A, et B on obtient (pour $R=50\Omega$):

$$v_A = \frac{v_S / 50 + v_B / 50 + 0/50}{1/50 + 1/50 + 1/50} = \frac{v_S + v_B}{3}$$
 (2)

$$v_B = \frac{v_S + v_A}{3} \tag{3}$$

$$(2) + (3) \rightarrow v_S = v_A + v_B$$
 (4)

Et d'après (1) et (4) on trouve :
$$v_A = v_B = \frac{v_S}{2} \qquad \left(= \frac{v_1}{4} \right)$$

L'amplitude du signal récupérée sur les ports de sortie (ports A et B) étant la moitié de l'amplitude présente sur le port d'entrée (port S) on récupère en sortie sur chacun des ports le quart de la puissance délivrée en entrée du splitter; ce qui correspond à une atténuation, ou perte d'insertion, de puissance de $10.\log(4) = 6$ dB. D'où le nom usuel de **6 dB passive power splitter**.

La bande de fréquence utile va généralement du continu (DC) à quelques GHz, elle est limitée par les capacités parasites.

L'isolation entre les sorties est de 6 dB, ce qui est faible, et amène les utilisateurs à se tourner vers d'autres architectures de splitter en fonction de l'application considérée.

Utilisation en combiner.

Un splitter résistif est symétrique et peut être utilisé en additionner ou combiner (cf. Fig. 3).

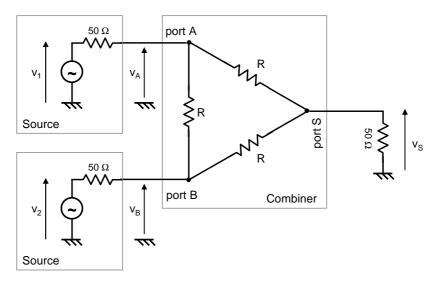


Fig. 3 – Splitter utilisé en combiner.

En appliquant le théorème de Millman aux points A, B, et S, on obtient (pour $R=50\Omega$):

$$v_A = \frac{v_1 + v_S + v_B}{3} \tag{1}$$

$$v_B = \frac{v_2 + v_S + v_A}{2} \tag{2}$$

$$v_S = \frac{v_A + v_B}{3} \tag{3}$$

d' après (1) + (2)
$$\rightarrow v_A + v_B = \frac{v_1 + v_2}{2} + v_S$$
 (4)
(4) \Rightarrow (3) $v_S = \frac{v_1 + v_2}{4}$

Dans le cas où le port B est terminé par une charge adaptée à 50Ω (cf. partie gauche Fig. 4) on retrouve une architecture de splitter : $v_S = \frac{v_A}{2}$ (insertion loss 6dB).

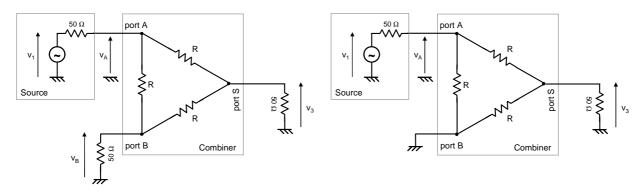


Fig. 4 – Terminaison du port B par une charge adaptée / à la masse.

Ce schéma permet également de déterminer l'isolation entre les ports A et B : d'après $v_B = \frac{v_A}{2}$ l'isolation est de 6 dB.

Dans le cas où le port B est directement ramené à la masse (cf. partie droite Fig. 4) on a d'après Milman : $v_s = \frac{v_A}{3}$ (insertion loss $10.\log(9) = 9,5$ dB).

Splitter de puissance à autotransformateur à point milieu.

Le *splitter* présenté figure 5 permet d'obtenir une perte d'insertion théorique de 3 dB (une amélioration notable par rapport aux 6 dB d'un *splitter* résistif), tout en ayant des sorties isolées. Les signaux de sortie ont la même amplitude et sont en phase.

C'est un composant passif qui permet également une utilisation en combiner.

Le cœur du circuit est constitué d'un autotransformateur à point milieu (partant du point milieu il y a autant de spires pour parvenir à chacune des extrémités), et d'une résistance interne R_{int} (de 100Ω pour une utilisation avec adaptation à 50Ω).

Pour présenter le principe de fonctionnement on supposera que la source délivrant la tension v_S sur le port d'entrée S est adaptée en impédance et que les deux ports de sorties A et B sont connectés à des charges adaptées à 50Ω (cf. Fig. 5).

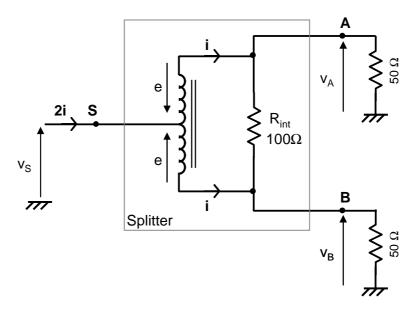


Fig. 5 – Splitter à autotransformateur.

Par considérations de symétrie on conclut que les tensions de sortie sont égales $v_A = v_B$, et que les courants circulant à partir du point milieu vers les deux sorties du transformateur sont égaux et notés i (d'où le courant 2i entrant par le port S).

Deux forces électromotrices de même amplitude mais de polarités opposées, notées e sur le schéma, sont créées par induction entre le point milieu et les extrémités du transformateur.

La différence de potentiel étant nulle aux bornes de R_{int} (dans un cas idéal) elle n'est traversée par aucun courant.

Un raisonnement en termes de puissance (compte tenu du fait qu'il n'y a pas de puissance consommée dans R_{int} et en négligeant les pertes du transformateur) permet de conclure que la puissance délivrée sur chacune des deux sorties est la moitié de la puissance délivrée en entrée. Ce circuit présente donc bien une perte d'insertion de puissance de 3 dB.

Un tel circuit (Fig. 5) dont les sorties sont adaptées à $50~\Omega$ à une impédance d'entrée de $25~\Omega$. Pour pouvoir être utilisé avec une source d'impédance $50~\Omega$ il est nécessaire de réaliser une conversion d'impédance en entrée avec un transformateur d'impédance. On obtient alors l'architecture de *splitter* proposé figure 6. Un transformateur, T_1 , de rapport de transformation $1/\sqrt{2}$ (donc de rapport de transformation d'impédance 1/2) est ajouté en entrée ; ainsi,

l'impédance d'entrée de *splitter* est doublée pour atteindre 50 Ω . Le rôle de C est d'obtenir une bonne adaptation de l'impédance.

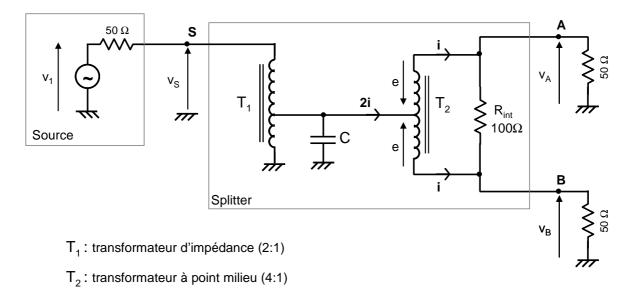


Fig. 6 – Splitter RF adapté à 50Ω .

Isolation des sorties.

Le schéma de la figure 7 permet de déterminer les propriétés d'isolation des sorties du *splitter*. On considère l'apparition d'une tension v_A sur le port A, tous les ports étant adaptés (on a simplifié le schéma en ne représentant pas T_1 et en considérant qu'il ramène directement une impédance de 25 Ω sur le point milieu).

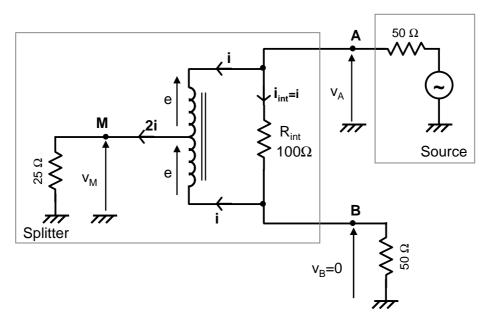


Fig. 7 – Isolation des sorties.

On note i le courant généré par v_A dans la partie supérieur du transformateur à point milieu. Ce courant entraîne l'apparition d'une force contre électromotrice e ; cette dernière créant un flux canalisé par le ferromagnétique du transformateur qui traverse la partie inférieure de T_2 , et ces deux parties ayant le même nombre de spires, il apparaît une force électromotrice de même valeur et de même sens e (toutes deux représentées sur le schéma). D'où l'existence d'un courant de même amplitude mais de sens opposé au courant i (cf. dessin). On a alors un courant 2i sortant par S. On considère maintenant le courant i_{int} traversant la résistance R_{int} =100 Ω . Vis-à-vis du point A, le circuit comporte deux branches d'impédance égales à 100Ω : R_{int} d'une part, et les 25Ω ramené à 100Ω par l'effet de transformation d'impédance de T_2 d'autre part. On en déduit i_{int} = i, et partant par application de la loi des nœuds en B on trouve un courant nul traversant la résistance de 50Ω qui lui est connectée, d'où v_B =0.

Ainsi, tout signal entrant par le port A n' a-t-il aucune répercussion sur la tension du port B (et vice versa). Les ports de sorties A et B sont isolés l'un de l'autre. C'est la résistance R_{int} qui permet d'obtenir cette isolation.

Dans la pratique, les ports de sortie ne sont pas parfaitement isolés, on obtient une isolation de l'ordre d'une trentaine de dB (à noter qu'une mauvaise adaptation d'impédance peut dégrader significativement l'isolation des ports A et B).

Utilisation en combiner.

Un *power splitter* peut être utilisé en *combiner*, la détermination de la tension de sortie v_S peut être faite à partir de la figure 7 et en appliquant le principe de superposition (on supposera que T_2 n'introduit pas de non linéarité). On a $v_A = 2e$ soit $e = v_A / 2$ ce qui conduit a $v_M = v_A / 2$. D'où l'expression de $v_S = v_A / \sqrt{2}$.

Par application du principe de superposition on obtient donc pour un fonctionnement en

combiner
$$v_S = \frac{v_A + v_B}{\sqrt{2}}$$
.

Ce qui correspond, dans un cas général, à une perte d'insertion de puissance de 3 dB (la puissance perdue correspondant aux pertes par effets Joules dues aux courants traversant R_{int}). Attention cependant à deux cas particuliers :

- quand v_A et v_B ont la même amplitude et la même fréquence, il n'y a plus de courant traversant R_{int} , donc plus de pertes, la perte d'insertion est alors nulle.
- quand et v_B ont la même amplitude, la même fréquence, mais sont en opposition de phase, on a $v_S=0$ donc une perte d'insertion infinie.

Cette architecture de *power splitter* peut être utilisée dans des bandes de fréquence de l'ordre de quelques MHz jusqu'aux alentours du GHz. A voir les caractéristiques des composants commercialisés par minicircuit sur le site web référencé dans la bibliographie.

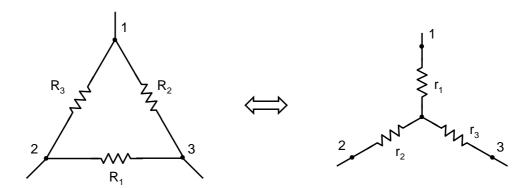
Bibliographie.

http://www.minicircuits.com/application.shtml

http://www.home.agilent.com/CAfre/nav/-536900748.0/pc.html

http://members.tripod.com/michaelgellis/magict.html

Théorème de Kennely.

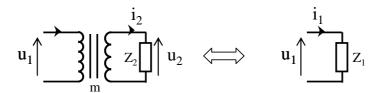


Equivalence triangle – étoile.

On démontre :
$$r_1 = \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$
 $r_2 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$ $r_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$

Dans le cas ou $R_1 = R_2 = R_3 = R$, on a r = R / 3.

Impédance ramenée au primaire – Adaptation d'impédance.



Si on considère un transformateur parfait dont le secondaire est chargée par une impédance complexe \underline{Z}_2 , on peut écrire :

$$\underline{\mathbf{U}}_2 = \underline{\mathbf{Z}}_2.\underline{\mathbf{I}}_2$$

d'où d'après $\underline{I}_2 = -\underline{I}_1$ / m et $\underline{U}_2 = -m.\underline{U}_1$ (avec m rapport de transformation) on obtient :

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1.\underline{I}_1$$
 avec $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 / m^2$

Tout se passe comme si le générateur alimentant le primaire du transformateur était directement relié à une charge d'impédance $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 \ / \ m^2$, c'est l'impédance ramenée au primaire.

Cette propriété des transformateurs est parfois utilisée pour réaliser l'adaptation d'impédance en puissance d'un générateur avec une charge désadaptée.