

# ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 000

Fiches à découper

Edition - 02

MJD

<b>Circuit décodeur 4543</b>	<b>7</b>	<b>Circuit de comptage 4518 - Double compteur BCD</b>	<b>7</b>
<b>Circuit décodeur 4511</b>	<b>7</b>	<b>Radio - S 042 P</b>	<b>7</b>
<b>Circuit de comptage 4017 - Compteur Johnson</b>	<b>8</b>	<b>Circuit décodeur 4511 - Décodeur driver à mémoire BCD → 7 segments</b>	<b>8</b>
<b>Radio - Le S 042 P</b>	<b>8</b>	<b>Circuit décodeur 4543 - Décodeur driver à mémoire BCD → 7 segments</b>	<b>8</b>
<b>Interface - Secteur → LED</b>	<b>9</b>	<b>Conversion - Courant → Tension</b>	<b>9</b>
<b>Mesure - Voltmètre 3 digits à LED</b>	<b>9</b>	<b>Mesure - CA3161 et CA3162</b>	<b>9</b>
<b>Conversion - Température → Tension</b>	<b>10</b>	<b>Interface - Basse tension alternative → LED</b>	<b>10</b>
<b>Amplificateur - Non-Inverseur à alimentation simple</b>	<b>10</b>	<b>Trigger - A portes logiques</b>	<b>10</b>
<b>Alimentation - Le L200</b>	<b>11</b>	<b>Circuits Logiques</b> TTL - Familles - Précautions d'utilisation	<b>11</b>
<b>Optocoupleur - A sortie transistor</b>	<b>11</b>	<b>Conversion A / D - Le LF398</b>	<b>11</b>
<b>Triac - Variateur de vitesse pour perceuse</b>	<b>12</b>	<b>Alimentation</b> Protection contre l'invention des polarités	<b>12</b>
<b>Générateur de courant - A ampli-op</b>	<b>12</b>	<b>Alimentation - Doubleur de tension</b>	<b>12</b>
<b>Alimentation - Sauvegarde - mémoire</b>	<b>13</b>	<b>Triac - Utilisation en commutateur</b>	<b>13</b>
<b>Alimentation - Sauvegarde totale</b>	<b>13</b>	<b>Générateur de courant - A transistor</b>	<b>13</b>
<b>Oscillateur - A unijonction</b>	<b>14</b>	<b>Conversion D / A - A.O.P . sommateur</b>	<b>14</b>
<b>Alimentation - Synchronisation secteur</b>	<b>14</b>	<b>Logique - Porte OU-exclusif ou EXOR</b>	<b>14</b>
<b>Conversion D / A - Le réseau R-2R</b>	<b>15</b>	<b>Oscillateur - Astable à A.O.P.</b>	<b>15</b>
<b>Logique - Porte NON OU ou NOR</b>	<b>15</b>	<b>Alimentation - Alimentation sans transformateur</b>	<b>15</b>
<b>Oscillateur - Générateur de rampes positives</b>	<b>16</b>	<b>Amplificateur - Amplificateur non inverseur</b>	<b>16</b>
<b>Alimentation - Alimentation variable à LM317</b>	<b>16</b>	<b>Logique - Double bascule D-CMOS 4013</b>	<b>16</b>
<b>Amplificateur - Amplificateur inverseur</b>	<b>17</b>	<b>Oscillateur - Générateur de rampes négatives</b>	<b>17</b>
<b>Logique - Double bascule D-CMOS 4013</b>	<b>17</b>	<b>Alimentation - Alimentation symétrique</b>	<b>17</b>
<b>Oscillateur</b> Générateur de signaux carrés et triangulaires	<b>18</b>	<b>A.O.P. - Montage additionneur non inverseur</b>	<b>18</b>
<b>Alimentation</b> Création d'une alimentation symétrique à faible débit	<b>18</b>	<b>Logique - Double bascule J-K - CMOS 4027</b>	<b>18</b>
<b>A.O.P. - Montage soustracteur</b>	<b>19</b>	<b>Oscillateur - Générateur de signaux sinusoïdaux</b>	<b>19</b>
<b>Logique - Double bascule J-K</b>	<b>19</b>	<b>Alimentation - Création d'une alimentation symétrique</b>	<b>19</b>

<b>Amplificateur</b> - A polarité programmable	<b>20</b>	<b>Oscillateur</b> - A rapport cyclique variable	<b>20</b>
<b>Monostable</b> - 555	<b>20</b>	<b>Amplificateur</b> - BF à LM386	<b>20</b>
<b>Oscillateur</b> - A sélection de gammes	<b>21</b>	<b>Amplificateur</b> - Suiveur à ampli-op	<b>21</b>
<b>Amplificateur</b> - BF 2x10 W à TDA2004	<b>21</b>	<b>Monostable</b> - 555	<b>21</b>
<b>Monostable</b> - A portes NOR	<b>22</b>	<b>Comparateur</b> - En boucle ouverte	<b>22</b>
<b>Filtre</b> - Filtre passe-bas	<b>22</b>	<b>Logique</b> - Combinaison de portes logiques	<b>22</b>
<b>Compteur</b> - CD 4040	<b>23</b>	<b>Quadruple interrupteur bidirectionnel</b> CMOS 4016 et 4066	<b>23</b>
<b>Compteur / Décompteur</b> - CMOS 4029	<b>23</b>	<b>Multiplexeur / Démultiplexeur analogique</b> CD 4051	<b>23</b>
<b>Quadruple interrupteur bidirectionnel</b> CMOS 4016 et 4066	<b>24</b>	<b>Compteur</b> - CD 4040	<b>24</b>
<b>Multiplexeur / Démultiplexeur analogique</b> CD 4051	<b>24</b>	<b>Compteur / Décompteur</b> - CMOS 4029	<b>24</b>
<b>Oscillateur</b> - Astable de basse, à 555	<b>25</b>	<b>Amplificateur</b> - Le TDA2030	<b>25</b>
<b>Alimentation</b> Redressement bi-alternance / en va-et-vient	<b>25</b>	<b>Logique</b> - Porte NON ou NOT	<b>25</b>
<b>Amplificateur</b> - Le TBA820 M	<b>26</b>	<b>Oscillateur</b> Astable à fréquence fixe et à rapport cyclique (555)	<b>26</b>
<b>Logique</b> - Porte NON ET ou NAND	<b>26</b>	<b>Alimentation</b> - Régulation de tension à l'aide de 78XX	<b>26</b>
<b>Oscillateur</b> - Basse de temps 1 Hz à quartz	<b>27</b>	<b>Signalisation sonore</b> - A SAB600	<b>27</b>
<b>Circuit d'initialisation</b>	<b>27</b>	<b>Interface</b> - CMOS → TTL	<b>27</b>
<b>Signalisation sonore</b> - A SAB600	<b>28</b>	<b>Oscillateur</b> - Basse de temps 1 Hz à quartz	<b>28</b>
<b>Interface</b> - TTL → CMOS	<b>28</b>	<b>Interface</b> - Anti-rebonds	<b>28</b>
<b>Monostable</b> - CMOS 4538	<b>29</b>	<b>Oscillateur</b> - A porte trigger	<b>29</b>
<b>Interface</b> - CMOS → Relais	<b>29</b>	<b>Amplificateur</b> - Le TDA7050 T	<b>29</b>
<b>Oscillateur</b> - Commandé à porte trigger	<b>30</b>	<b>Monostable</b> - A bascule D	<b>30</b>
<b>Amplificateur</b> - Le TDA7050 T	<b>30</b>	<b>Interface</b> - CMOS → LED	<b>30</b>
<b>Analogique</b> - Le NE564	<b>31</b>	<b>Verrous</b> - Quadruple verrou D 4042	<b>31</b>
<b>Registre</b> - Double registre à décalage 4 bits 4015	<b>31</b>	<b>Registre</b> Quadruple registre type D avec sortie 3 états 4076	<b>31</b>
<b>Verrous</b> - Le 4043 Quadruple verrou ET-NON R / S avec sortie 3 états	<b>32</b>	<b>Analogique</b> - Le NE564	<b>32</b>
<b>Radio</b> - Détermination d'un réseau LC	<b>32</b>	<b>Analogique</b> - Le filtre NOTCH ou « crevasse »	<b>32</b>
<b>Radio</b> - Le MC2833	<b>33</b>	<b>Radio</b> - Le MC3371	<b>33</b>
<b>Mesure</b> - Rappels sur le TRMS	<b>33</b>	<b>Mesure</b> - Le test des transistors	<b>33</b>
<b>Radio</b> - Le MC3371	<b>34</b>	<b>Radio</b> - Le MC2833	<b>34</b>
<b>Mesure</b> - La mesure en déciBels	<b>34</b>	<b>Mesure</b> - Le facteur de crête	<b>34</b>
<b>Analogique</b> - Le SSI202 P	<b>35</b>	<b>Transistor</b> - Le BF679	<b>35</b>
<b>Analogique</b> - Le TCM5089	<b>35</b>	<b>Logique</b> - Le 74LS196	<b>35</b>
<b>Logique</b> - Double et triple porte 4072 et 4075	<b>36</b>	<b>Analogique</b> - Le SSI202 P	<b>36</b>
<b>Logique</b> - Réseau déphaseur actif	<b>36</b>	<b>Analogique</b> - Le TCM5089	<b>36</b>
<b>Logique</b> - Le CD 4046	<b>37</b>	<b>Logique</b> - Le CD 4060	<b>37</b>
<b>Analogique</b> - Filtres actifs	<b>37</b>	<b>Radio</b> - Le SO41	<b>37</b>

<b>Logique</b> - Le CD 4060	<b>38</b>	<b>Logique</b> - Le CD 4046	<b>38</b>
<b>Radio</b> - Le SO41	<b>38</b>	<b>Analogique</b> - Redresseur actif	<b>38</b>
<b>Analogique</b> - Atténuateurs en T et en $\pi$	<b>39</b>	<b>Analogique</b> - L' UM3561	<b>39</b>
<b>Analogique</b> Transformations des circuits triangle et étoile	<b>39</b>	<b>Analogique</b> - Le SLB0586	<b>39</b>
<b>Analogique</b> - Réseau d'adaptation à éléments résistifs	<b>40</b>	<b>Analogique</b> - Atténuateurs en T et en $\pi$	<b>40</b>
<b>Analogique</b> - L' ISD1016	<b>40</b>	<b>Analogique</b> Transformations des circuits triangle et étoile	<b>40</b>
<b>Comparateur</b> - Le HEF 4585	<b>41</b>	<b>Analogique</b> - Le XR2240	<b>41</b>
<b>Analogique</b> - Trigger de Schmitt	<b>41</b>	<b>Audio</b> - Additionneur-soustracteur	<b>41</b>
<b>Analogique</b> - Le XR2240	<b>42</b>	<b>Amplificateur</b> - Le NE5205	<b>42</b>
<b>A.O.P.</b> - Les NE5532 et 5534	<b>42</b>	<b>Audio</b> - Mélangeur à x entrées	<b>42</b>
<b>Amplificateurs</b> - Le LM381	<b>43</b>	<b>Régulateur</b> - $\mu$ A723	<b>43</b>
<b>Amplificateurs</b> - Le LM387	<b>43</b>	<b>Comparateur</b> - TCA965	<b>43</b>
<b>Régulateur</b> - $\mu$ A723	<b>44</b>	<b>Amplificateurs</b> - Le LM381	<b>44</b>
<b>Comparateur</b> - TCA965	<b>44</b>	<b>Amplificateurs</b> - Le LM387	<b>44</b>
<b>Analogique</b> - Le NE604	<b>45</b>	<b>Analogique</b> - Les lignes de transmission coaxiales	<b>45</b>
<b>Analogique</b> - ICL8038	<b>45</b>	<b>Analogique</b> - Les lignes d'accord en UHF	<b>45</b>
<b>Analogique</b> - Les lignes micro-ruban	<b>46</b>	<b>Analogique</b> - Les lignes de transmission bifilaires	<b>46</b>
<b>Diviseur par 10</b> - Le circuit SP8660	<b>46</b>	<b>Analogique</b> - ICL8038	<b>46</b>
<b>Récepteur d'alarme</b>	<b>47</b>	<b>Duplexeur de modem</b>	<b>47</b>
<b>Emetteur d'alarme</b>	<b>47</b>	<b>Le M2102</b>	<b>47</b>
<b>Duplexeur de modem</b>	<b>48</b>	<b>Récepteur d'alarme</b>	<b>48</b>
<b>Le M2102</b>	<b>48</b>	<b>Emetteur d'alarme</b>	<b>48</b>
<b>Le transistor BF245C</b>	<b>49</b>	<b>Transistor BF960</b>	<b>49</b>
<b>Transistor BF199</b>	<b>49</b>	<b>Transistor 2N2218A</b>	<b>49</b>
<b>Transistor 2N2222A</b>	<b>50</b>	<b>Le transistor BF245C</b>	<b>50</b>
<b>Transistor 2N2219A</b>	<b>50</b>	<b>Transistor BF199</b>	<b>50</b>
<b>Transistors BC107A - BC109 séries ABC</b>	<b>51</b>	<b>Transistor BF198</b>	<b>51</b>
<b>Transistors BC559 et BC560</b>	<b>51</b>	<b>Transistors BC549 et BC550</b>	<b>51</b>
<b>Transistor BF198</b>	<b>52</b>	<b>Transistors BC107A - BC109 séries ABC</b>	<b>52</b>
<b>Transistors BC549 et BC550</b>	<b>52</b>	<b>Transistors BC559 et BC560</b>	<b>52</b>
<b>Analogique</b> - Réseau de quadrature actif	<b>53</b>	<b>Analogique</b> - Démodulateur AM synchrone	<b>53</b>
<b>Electricité</b> - Abaque	<b>53</b>	<b>Analogique</b> - Le TCA4500 A	<b>53</b>
<b>Analogique</b> - Démodulateur AM synchrone	<b>54</b>	<b>Radio</b> - Mélangeur actif à MOSFET	<b>54</b>
<b>Analogique</b> - Le TCA4500 A	<b>54</b>	<b>Analogique</b> - Circuits déphaseurs passifs	<b>54</b>
<b>Analogique</b> Le multiplicateur à quatre quadrans MC1495 L	<b>55</b>	<b>Abaque de conversion</b>	<b>55</b>
<b>Analogique</b> - Le filtre passe-tout	<b>55</b>	<b>Radio</b> - Abaque pour circuit LC	<b>55</b>
<b>Abaque de conversion</b>	<b>56</b>	<b>Analogique</b> Le multiplicateur à quatre quadrans MC1495 L	<b>56</b>
<b>Radio</b> - Abaque pour circuit LC	<b>56</b>	<b>Analogique</b> - Le filtre passe-tout	<b>56</b>

<b>Interface</b> - Logique → Moteur avec inversion de sens	<b>57</b>	<b>Radio</b> - Le TCA440	<b>57</b>
<b>Logique</b> - Quadruple porte NOR exclusif 4077	<b>57</b>	<b>Analogique</b> - L'inductance active	<b>57</b>
<b>Radio</b> - Le TCA440	<b>58</b>	<b>Analogique</b> - Le pont de Wien	<b>58</b>
<b>Analogique</b> - Circuit déphaseur RC	<b>58</b>	<b>Interface</b> - CMOS → Triac	<b>58</b>
<b>Oscillateur</b> CMOS 4060 : oscillateur + diviseur à 14 étages	<b>59</b>	<b>Le MM53200</b> Encodeur-décodeur 12 bits 4096 combinaisons	<b>59</b>
<b>Alimentation</b> - Redressement mono-alternance	<b>59</b>	<b>Logique</b> - Porte OU ou OR	<b>59</b>
<b>Le NE567</b> - Décodeur de fréquence	<b>60</b>	<b>Oscillateur</b> - Astables à portes NAND et NOR	<b>60</b>
<b>Logique</b> - Porte ET ou AND	<b>60</b>	<b>Alimentation</b> Redressement bi-alternance / Pont de Graëtz	<b>60</b>
<b>Transistor 2N2369A</b>	<b>61</b>	<b>Transistor BFQ34</b>	<b>61</b>
<b>Transistor BFW92</b>	<b>61</b>	<b>Transistor BFR96</b>	<b>61</b>
<b>Transistor BFY90</b>	<b>62</b>	<b>Transistor 2N2904A</b>	<b>62</b>
<b>Transistor BFR96</b>	<b>62</b>	<b>Transistor BFW92</b>	<b>62</b>
<b>MOS de puissance BUZ11 / 11A</b>	<b>63</b>	<b>MOS de puissance BUZ20 / 21</b>	<b>63</b>
<b>MOS de puissance BUZ74 / 74A</b>	<b>63</b>	<b>MOS de puissance BUZ80 / 80A</b>	<b>63</b>
<b>MOS de puissance BUZ20 / 21</b>	<b>64</b>	<b>MOS de puissance BUZ11 / 11A</b>	<b>64</b>
<b>MOS de puissance BUZ80 / 80A</b>	<b>64</b>	<b>MOS de puissance BUZ74 / 74A</b>	<b>64</b>
<b>MOS de puissance BUZ71 / 71A</b>	<b>65</b>	<b>MOS de puissance BUZ72 / 72A</b>	<b>65</b>
<b>BF960</b> - MOSFET double grille à canal N	<b>65</b>	<b>BF966</b> - MOSFET double grille à canal N	<b>65</b>
<b>MOS de puissance BUZ72 / 72A</b>	<b>66</b>	<b>MOS de puissance BUZ71 / 71A</b>	<b>66</b>
<b>BF966</b> - MOSFET	<b>66</b>	<b>BF960</b> - MOSFET	<b>66</b>
<b>TDA3810</b>	<b>67</b>	<b>TDA1524</b>	<b>67</b>
<b>TEA5114</b>	<b>67</b>	<b>TDA8440</b>	<b>67</b>
<b>TDA1524</b>	<b>68</b>	<b>TDA3810</b>	<b>68</b>
<b>TDA8440</b>	<b>68</b>	<b>TEA5114</b>	<b>68</b>
<b>Multiplicateur</b> - Multiplicateurs de tension	<b>69</b>	<b>Comparateur</b> - Comparateur de niveaux	<b>69</b>
<b>Interrupteur</b> - Interrupteur marche-arrêt sensitif	<b>69</b>	<b>Oscillateur</b> - Le SDA2101	<b>69</b>
<b>Radio</b> - Les tores de ferrite	<b>70</b>	<b>Radio</b> - Les fonctions logiques de base	<b>70</b>
<b>Le NE592 N8</b>	<b>70</b>	<b>Vidéo</b>	<b>70</b>
<b>Analogique</b> - Alimentation à découpage à L4960	<b>71</b>	<b>Analogique</b> - Isolateur-déphaseur 90 degrés	<b>71</b>
<b>Analogique</b> - Le NE602	<b>71</b>	<b>Analogique</b> - Les diviseurs de tension	<b>71</b>
<b>Transistor</b> - Le J310	<b>72</b>	<b>Analogique</b> - Alimentation à découpage à L4960	<b>72</b>
<b>Analogique</b> - Les diviseurs de tension	<b>72</b>	<b>Analogique</b>	<b>72</b>
Le transistor de puissance HF / VHF BLW83	<b>73</b>	BLW90 transistor de puissance UHF	<b>73</b>
Le transistor de puissance UHF BLX94A	<b>73</b>	Le transistor de puissance VHF BLY94	<b>73</b>
BLW90 transistor de puissance UHF	<b>74</b>	Le transistor de puissance HF / VHF BLW83	<b>74</b>
Le transistor de puissance VHF BLY94	<b>74</b>	Le transistor de puissance UHF BLX94A	<b>74</b>
Le comparateur rapide LM710	<b>75</b>	Le LM339 quadruple comparateur	<b>75</b>
Le circuit ICL7660 convertisseur de tension CMOS	<b>75</b>	Le circuit ICL7673 commutateur automatique	<b>75</b>
Le LM339 quadruple comparateur	<b>76</b>	Le comparateur rapide LM710	<b>76</b>
Le circuit ICL7673 commutateur automatique	<b>76</b>	Le circuit ICL7660 convertisseur de tension CMOS	<b>76</b>

Le LM310 amplificateur opérationnel suiveur	<b>77</b>	Le XR4151 convertisseur tension - fréquence	<b>77</b>
Le LM3900 quadruple amplificateur opérationnel	<b>77</b>	Le LM381 amplificateur opérationnel faible bruit	<b>77</b>
Le XR4151 convertisseur tension - fréquence	<b>78</b>	Le LM310 amplificateur opérationnel suiveur	<b>78</b>
Le LM381 amplificateur opérationnel faible bruit	<b>78</b>	Le LM3900 quadruple amplificateur opérationnel	<b>78</b>
Amplificateur FI 60 MHz : Le MC1350	<b>79</b>	Démodulateur vidéo faible niveau : Le MC1330 P	<b>79</b>
Récepteur FM à large bande : Le MC3356	<b>79</b>	Modulateur TV : Le MC1373	<b>79</b>
Démodulateur vidéo faible niveau : Le MC1330 P	<b>80</b>	Amplificateur FI 60 MHz : Le MC1350	<b>80</b>
Modulateur TV : Le MC1373	<b>80</b>	Récepteur FM à large bande : Le MC3356	<b>80</b>
ICL7663	<b>81</b>	ICL7660	<b>81</b>
Le MAX611	<b>81</b>	ICL7664	<b>81</b>
ICL7660	<b>82</b>	ICL7663	<b>82</b>
ICL7664	<b>82</b>	Le MAX611	<b>82</b>
ICL7665	<b>83</b>	ICM7225	<b>83</b>
ICM7217 A	<b>83</b>	ICM7218 D	<b>83</b>
ICM7225	<b>84</b>	ICL7665	<b>84</b>
ICM7218 D	<b>84</b>	ICM7217 A	<b>84</b>
Régulateurs négatif série 7900	<b>85</b>	Le L296 régulateur à découpage	<b>85</b>
Régulateurs série 7800	<b>85</b>	Le L200 régulateur de tension variable	<b>85</b>
Le L296 régulateur à découpage	<b>86</b>	Régulateurs négatif série 7900	<b>86</b>
Le L200 régulateur de tension variable	<b>86</b>	Régulateurs série 7800	<b>86</b>
L'AD818 amplificateur vidéo	<b>87</b>	Le TEA5114	<b>87</b>
Convertisseur A / N série : L'AD7893	<b>87</b>	Convertisseur D / A : Le DAC8043	<b>87</b>
Le TEA5114	<b>88</b>	Transistor large bande : Le BFR96 S	<b>88</b>
Transistor NPN 1 GHz : BFQ68	<b>88</b>	Transistor NPN de puissance : Le BFQ136	<b>88</b>
Le BFR90	<b>89</b>	Le 2N5944	<b>89</b>
Le 2N5946	<b>89</b>	Le BF960	<b>89</b>
Le 2N5944	<b>90</b>	Le BFR90	<b>90</b>
Le BF960	<b>90</b>	Le 2N5946	<b>90</b>
Filtres passe-bas	<b>91</b>	Filtres passe-haut	<b>91</b>
Filtres passe-bande	<b>91</b>	Filtres passe-bande (suite)	<b>91</b>
Filtres passe-haut	<b>92</b>	Filtres passe-bas	<b>92</b>
Filtres passe-bande (suite)	<b>92</b>	Filtres passe-bande	<b>92</b>
Amplificateurs large bande	<b>93</b>	Démodulateur vidéo TDA2540	<b>93</b>
Démodulateur vidéo TBA1440 G	<b>93</b>	Déphaseur 180 degrés	<b>93</b>
Démodulateur vidéo TDA2540	<b>94</b>	Amplificateurs large bande	<b>94</b>
Déphaseur 90 degrés	<b>94</b>	Démodulateur vidéo TBA1440 G	<b>94</b>
Câbles coaxiaux TV	<b>95</b>	Les antennes de télévision	<b>95</b>
Antennes TV 4 éléments	<b>95</b>	Antennes TV 5 éléments	<b>95</b>
Les antennes de télévision	<b>96</b>	Dimensions	<b>96</b>
Antennes TV 10 à 20 éléments	<b>96</b>	Antennes TV 6 éléments	<b>96</b>
Le SL1455	<b>97</b>	Le SP5070	<b>97</b>
Le SL1454	<b>97</b>	Le SL5067	<b>97</b>



CMOS 4518 – double compteur BCD

Le 4518 intègre deux compteurs BCD synchrones 4 bits, strictement similaires. Ils disposent chacun d'une entrée de remise à zéro (RAZ), prioritaire sur l'ensemble des autres entrées, active à l'état haut et asynchrone. Chacun des compteurs peut être incrémenté sur un front montant ou sur un front descendant.

• Configuration fronts montants

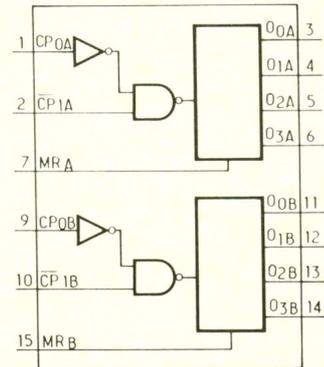
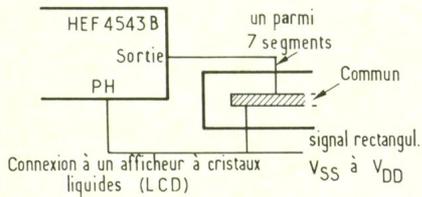
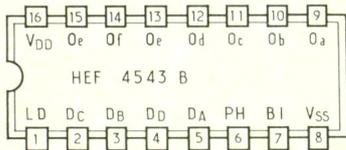
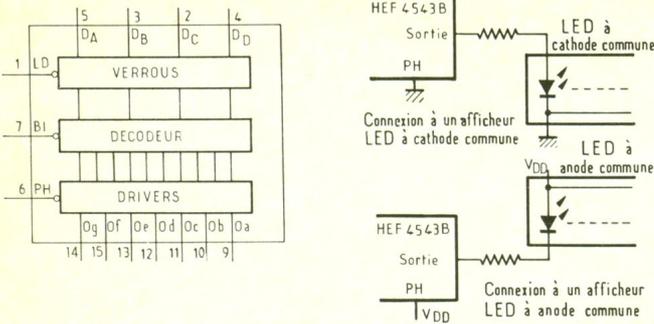
L'incrémentation s'effectue sur l'entrée CP<sub>0</sub>, tandis que CP<sub>1</sub> reste en permanence à l'état haut.

• Configuration fronts descendants

L'incrémentation s'effectue sur l'entrée CP<sub>1</sub>, tandis que CP<sub>0</sub> reste en permanence à l'état bas.

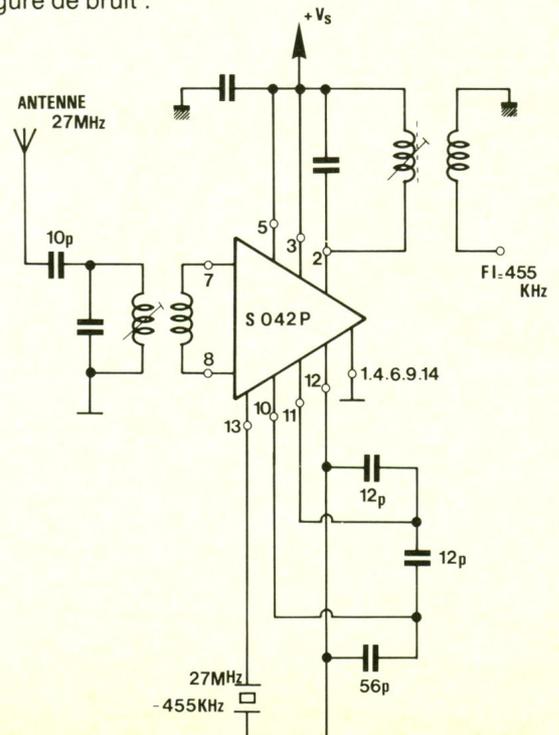
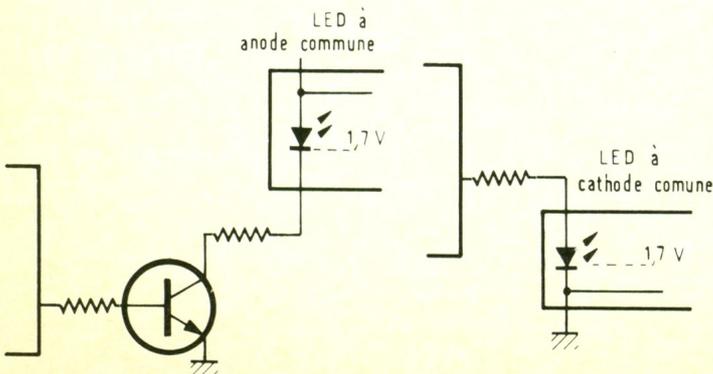
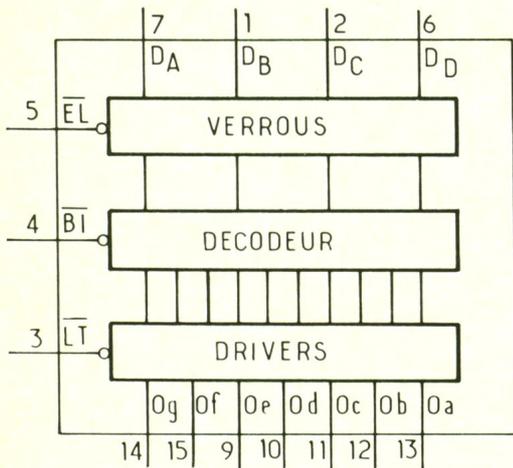
A noter que la présence du trigger de Schmitt sur les entrées d'horloge permet d'accepter des temps de montée et de descente longs.

Les sorties O<sub>0</sub> à O<sub>3</sub> constituent les sorties bufférisées BCD des compteurs.



Caractéristique du S 042 P

- tension d'alimentation : de 4 à 15 V
- consommation : de 1 à 4 mA
- courant de sortie : de 300 à 700 μA
- gain de puissance : 16 dB à 100 MHz
- figure de bruit : 7 dB



## CMOS 4017 – compteur Johnson

Le 4017 se compose d'un compteur Johnson décimal à 10 sorties. A chaque impulsion sur l'entrée horloge, un niveau logique haut se déplace de part en part des sorties ( $O_0 \rightarrow O_1 \rightarrow O_2 \rightarrow \dots \rightarrow O_8 \rightarrow O_9 \rightarrow O_0 \rightarrow O_1, \dots$ ).

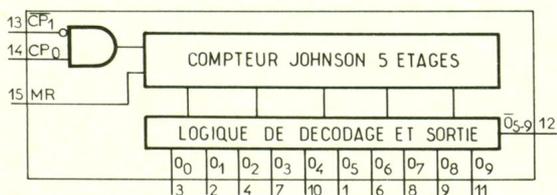
Ce compteur peut être incrémenté sur front montant ( $H \rightarrow CP_0$  tandis que  $CP_1$  reste à l'état bas) ou sur front descendant ( $H \rightarrow CP_1$  tandis que  $CP_0$  est porté à l'état haut).

Quel que soit l'état des entrées horloge (13 et 14, un état haut sur l'entrée de RAZ (15) remettra les sorties  $O_1$  à  $O_9$  à l'état bas et les sorties  $O_0$  et  $O_{5-9}$  à l'état haut).

Si plusieurs compteurs sont positionnés en cascade, la sortie  $O_{5-9}$  pourra être retenue pour commander l'entrée  $CP_0$  du compteur suivant. Son mécanisme se présente comme suit : tant que l'une des sorties  $O_5$  à  $O_9$  est active, le compteur présente un niveau bas en (12).

Lorsque l'une des sorties  $O_0$  à  $O_4$  devient active, on observe un niveau haut.

A noter que la présence d'un trigger de Schmitt sur l'entrée horloge permet d'accepter des temps de montée et de descente relativement longs.



## CMOS 4511 – décodeur driver à mémoire BCD → 7 segments

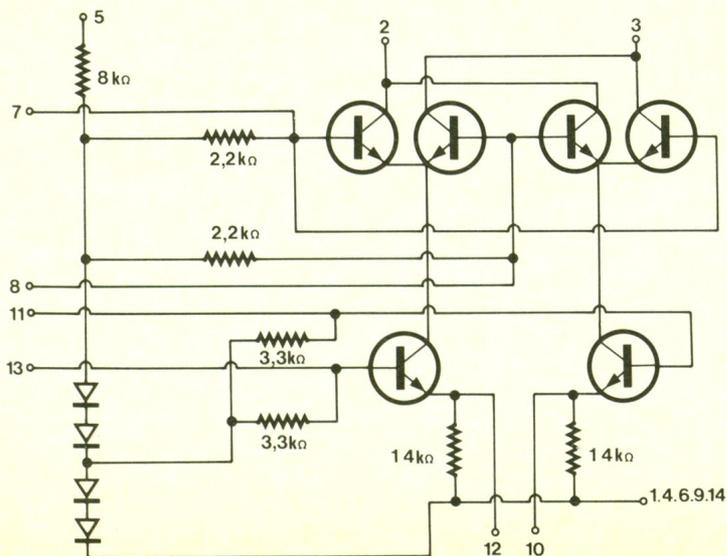
Le 4511 réalise le décodage des mots 0.0.0.0 à 1.0.0.1 puis pilote leur affichage, ce qui correspond à l'apparition des chiffres 0 à 9. Au-delà de 1.0.0.1, l'afficheur s'éteint.

Le circuit 16 broches, de technologie CMOS, s'alimente entre 3 et 15 V. Ses différentes entrées-sorties peuvent être scindées en six catégories :

- **Les alimentations** : broche 16 → +  $V_{CC}$  et broche 8 → 0 V ou masse.
- **$D_a$  à  $D_d$**  : entrées sur lesquelles on applique les données à décodage puis à afficher ( $D_a$  = LSB, bit de poids le plus faible ;  $D_d$  = MSB, bit de poids le plus fort).
- **LT** : entrée de test de segments. En fonctionnement normal, cette broche doit être à l'état haut. Sollicitée à l'état bas, l'ensemble de l'afficheur s'allume, formant un 8, quel que soit l'état des autres entrées.
- **BI** : entrée d'effacement à monter en cascade. Lorsque LT est à l'état haut et BI à l'état bas, l'afficheur s'éteint. Cette particularité sur un système comportant plusieurs compteurs cascades permet l'extinction des zéros inutiles.
- **EL** : entrée de mémorisation. Lorsque EL est à l'état bas, les données présentes sur  $D_a$  à  $D_d$  déterminent le chiffre affiché. Lorsque EL est à l'état haut, les verrous stockent les dernières données présentes avant le changement d'état sur ladite broche, ce qui entraîne le figeage de l'affichage.
- **$O_a$  à  $O_g$**  : sorties de commande des segments, actives à l'état haut, composées de transistors NPN.

## Le S 042 P

Ce circuit intégré réputé pour ses qualités ne semble toujours pas tombé dans la désuétude. En effet, apprécié pour les montages radio, il sert de mélangeur dans un nombre impressionnant de récepteurs. Il procure l'ensemble des fonctions qui permettent de le configurer dans une foule de montages. Il comporte une électronique à structure différentielle travaillant jusqu'à 200 MHz. Nous représentons son schéma interne et son application directe, un mélangeur 27 MHz/455 kHz.



## CMOS 4543 – décodeur driver à mémoire BCD → 7 segments

Le 4543 remplit une fonction similaire à celle du 4511. Toutefois, ses diverses entrées ainsi que la constitution de ses étages de sortie en font un décodeur relativement universel. On retrouve ainsi six catégories d'entrées/sorties :

- **Les alimentations** : broche 16 → +  $V_{CC}$  et broche 8 → 0 V ou masse.
- **$D_a$  à  $D_d$**  : entrées sur lesquelles on applique les données à décodage puis à afficher.
- **BI** : entrée d'effacement, à monter en cascade. En fonctionnement normal, la broche BI se doit d'être portée à un niveau logique bas. Dans le cas contraire, les sorties  $O_a$  à  $O_g$  seront inactives au niveau 0 si l'entrée PH est au niveau bas ou inactives au niveau 1 si l'entrée PH est au niveau haut. A noter que l'entrée BI reste prioritaire sur les autres entrées.
- **LD** : ente de mémorisation. Cette broche doit être portée en fonctionnement normal à l'état logique 1 (niveau haut). Dans le cas contraire, les verrous stockent les dernières informations présentes sur  $D_a$  à  $D_d$ , avant la transition du signal appliqué en LD.
- **PH** : entrée de phase. Cette broche permet l'inversion de la phase de la table de vérité. Ainsi, le 4543 peut commander indifféremment des afficheurs à anodes communes, à cathode commune ou même à cristaux liquides. Dans ce dernier cas, celui-ci nécessitera l'injection d'un signal carré entre PH et la masse (borne 8).
- **$O_a$  à  $O_g$**  : sorties commandant les segments de l'afficheur.

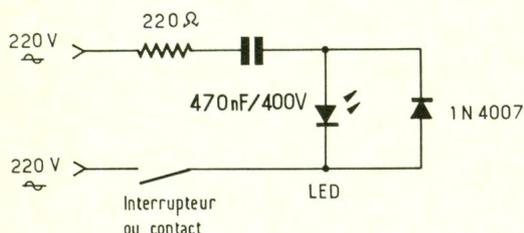
Secteur → LED

L'utilisation d'une LED en place et lieu d'un voyant (ampoule à incandescence) procure beaucoup d'avantages tels qu'une consommation réduite ou une durée de vie supérieure.

Afin de limiter la consommation d'énergie trop importante qu'amènerait la mise en série d'une résistance, on utilise ici la propriété du condensateur, qui consiste à présenter une impédance lorsqu'il est traversé par un courant alternatif.

La résistance de 220 Ω impose une réduction du courant d'appel à la mise sous tension et la diode 1N4007 une protection de la LED lors des alternances négatives.

La commande du dispositif pourra s'opérer au travers d'un interrupteur ou du contact d'un relais électromagnétique.



Courant → tension

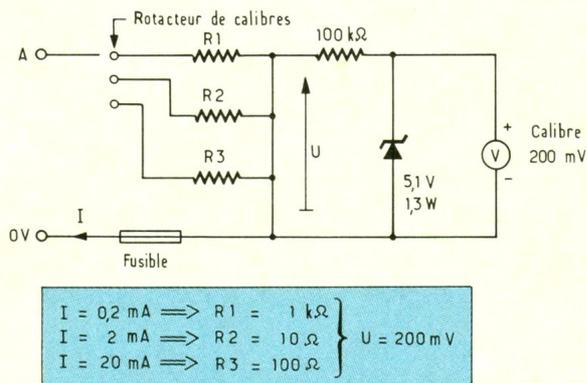
Appelé shunt d'ampèremètre, ce convertisseur reste extrêmement rudimentaire.

Soit une résistance R, traversée par un courant d'intensité I, il naît à ses bornes une tension U proportionnelle, régit par la relation  $U = R \cdot I$ .

Le schéma proposé met en œuvre trois calibres. Les protections disponibles sont au nombre de deux. La première utilise un fusible rapide de valeur égale au plus fort calibre, inséré dans la ligne 0 V.

La seconde se compose d'une zener de 5,1 V polarisée par une résistance de 100 kΩ.

En cas de « surcharge positive », U n'excédera pas 5,1 V contre - 0,6 V en cas de « surcharge négative », protégeant ainsi le voltmètre.



ATTENTION AU POUVOIR DE COUPURE DU ROTACTEUR

Voltmètre 3 digits à LED

Conçu autour des circuits CA3161 et CA3162 de RCA, ce voltmètre dispose de 1 000 points de mesure et permet des relevés entre + 999 mV et - 99 mV, avec une alimentation simple, grâce à des entrées différentielles.

Il autorise un échantillonnage lent à 4 Hz ( $U_{\text{borne (6)}} = 0 \text{ V}$  ou en l'air), un échantillonnage rapide à 96 Hz ( $U_{\text{borne (6)}} = 5 \text{ V}$ ) ou une mémoire à l'affichage ( $U_{\text{borne (6)}} = 1,2 \text{ V}$ ).

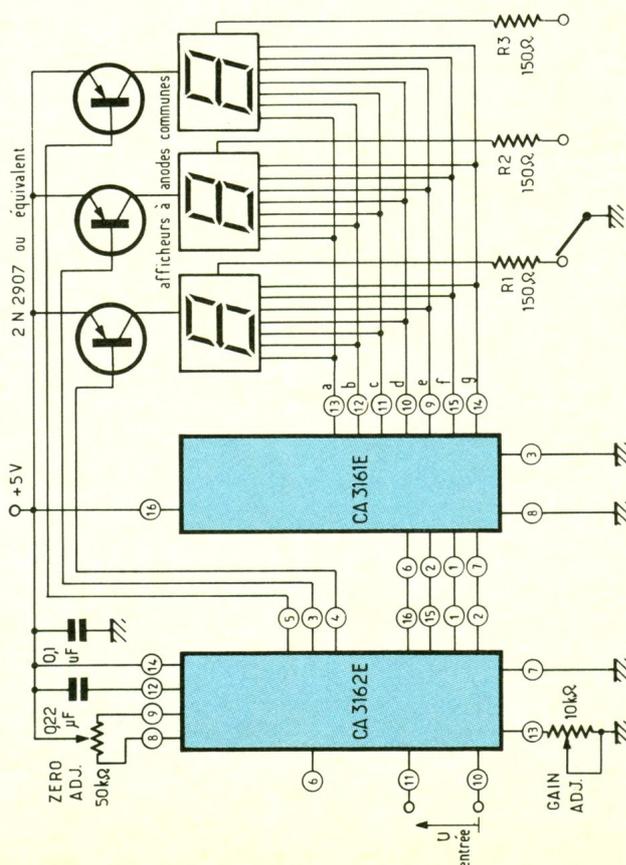
En cas de dépassement de la gamme de mesure, les afficheurs indiqueront **EEE** si  $U_e > 999 \text{ mV}$  ou **- - -** si  $U_e < - 99 \text{ mV}$ .

L'impédance d'entrée atteint 10 MΩ pour un courant de polarisation typique de 80 nA. La précision dépasse 0,1 %, offrant un certain confort de mesure.

REGLAGES

- Court-circuiter les entrées puis les relier à la masse. Régler le multitour de 50 kΩ de façon à lire « 000 » sur les afficheurs.

- Appliquer ensuite une tension comprise entre 900 mV et 1 V sur les entrées, mesurée avec un voltmètre de bonne précision, puis régler le multitour de 10 kΩ de façon à lire la bonne valeur sur les afficheurs.



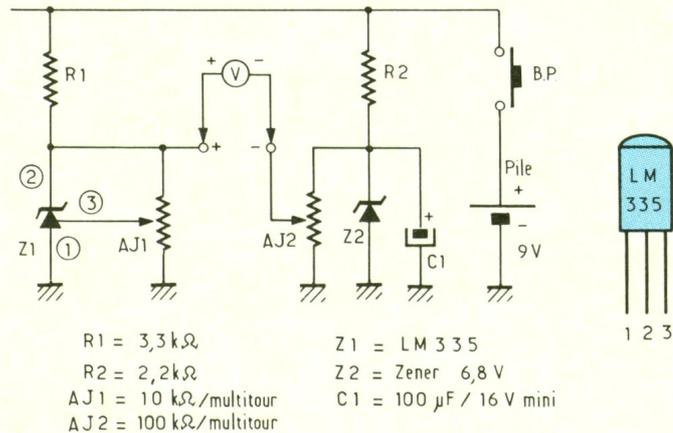
Température → tension

Le rôle de ce montage consiste à convertir l'information température en une tension directement proportionnelle (ici : 10 mV/°C) exploitable sur n'importe quel voltmètre.

Pour ce faire, nous avons eu recours à un capteur bien connu des lecteurs, le LM 335 de NS, une « zener » dont la tension à ses bornes reste proportionnelle à la température. AJ1 assure l'étalonnage de Z1. Il faudra le régler de façon à obtenir 2,73 V entre la borne + et la masse, à la température 0 °C.

De même, AJ2 sera réglé de façon à lire 2,73 V entre les bornes - et la masse.

La mesure s'effectuera en flottant entre les bornes - et +.



Basse tension alternative → LED

S'agissant de signaler la présence tension en sortie d'un transformateur **délivrant une faible amplitude** ( $U_2 < 24 V$ ), une simple LED conviendra.

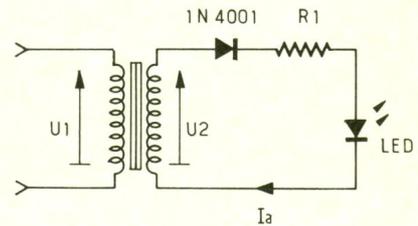
Alimentée en alternatif, elle ne fonctionne qu'une alternance sur deux, la diode 1N4001 la protégeant des alternances négatives.

Souhaitant obtenir une luminosité équivalente à celle provoquée par un courant  $I_c$ , en continu, on aura :

$$R_1 = \frac{(U_2 - 2 V)}{2 \times I_c}$$

et P, la puissance dissipée par  $R_1$ , égale à

$$P = \frac{(U_2)^2}{2 \cdot R_1}$$



Non-inverseur à alimentation simple

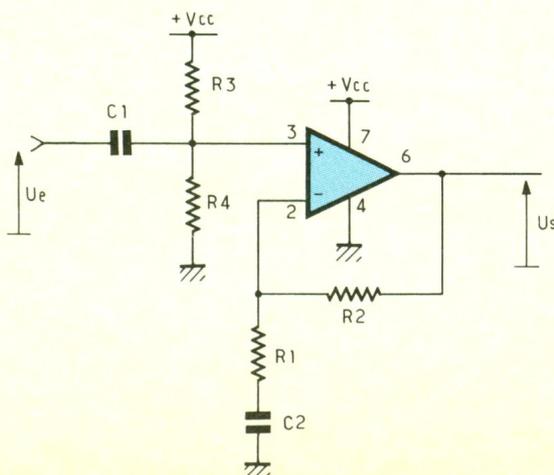
Tout en réalisant la fonction amplificateur non inverseur, ce schéma permet de se dispenser de l'habituelle alimentation symétrique.

L'astuce retenue consiste à polariser l'entrée du montage à la mi-tension, à l'aide du pont diviseur  $R_3-R_4$  ;  $C_1$  éliminant la composante continue du signal d'entrée.

On calculera les valeurs des condensateurs suivant les formules :

- $C_1 \geq 0,08 / R_3 \cdot f_b$
- $C_2 = 0,16 / R_1 \cdot f_b$
- avec  $f_b$  = fréquence minimale à amplifier

Concernant les autres calculs, les indications précédemment fournies restent valables.



A portes logiques

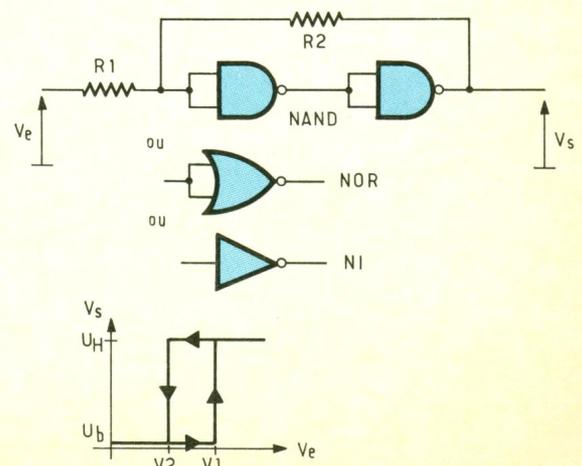
A l'aide de portes NAND, NOR ou NI, il devient possible de former un circuit trigger, composé de deux fonctions logiques inverseurs consécutives.

En technologie CMOS, les seuils extrêmes relevés en sortie correspondent à 0 V pour un niveau bas ( $U_b$ ) et à  $V_{DD}$ , la tension d'alimentation, pour un niveau haut ( $U_H$ ).

Les seuils de basculement vaudront :

- $V_1 = (V_{DD}/2) \cdot (1 + R_1/R_2)$
- $V_2 = (V_{DD}/2) \cdot (1 - R_1/R_2)$

sachant que  $V_{DD}$  pourra varier entre 3 et 15 V.



## Le L200

Ce circuit intégré – 5 broches –, livré en boîtier Pentawatt, est un régulateur programmable en tension et en courant. Limité en puissance et en intensité, il accepte des surtensions en entrée de 60 V, pendant 10 ms.

Le L200 constitue avec quelques composants discrets, une alimentation stabilisée entièrement ajustable, pour un coût modique.

Le schéma livré ci-dessous l'illustre parfaitement. La tension de sortie se détermine par la relation :

$$V_S = V_{\text{Référence}} \times [1 + (R_2/R_1)]$$

(Avec V en volts et R en ohms.)

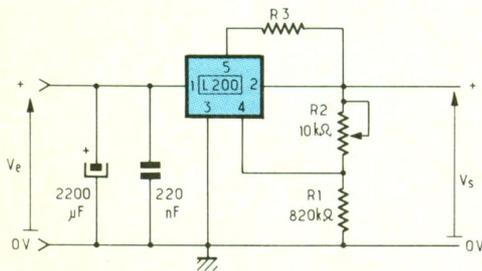
Le courant de sortie vaut :

$$I_{\text{Sortie maxi}} = 0,45/R_3$$

(Avec I en ampères et R<sub>3</sub> en ohms.)

Et la puissance dissipée par R<sub>3</sub> : P<sub>3</sub> = R<sub>3</sub> · I<sub>S</sub><sup>2</sup>

(Avec P<sub>3</sub> en watts, R<sub>3</sub> en ohms et I<sub>S</sub> en ampères.)



## TTL : familles – précautions d'utilisation

### Grandes familles

- TTL standard → 74 xx
- TTL low power → 74 L xx
- TTL Schottky → 74 S xx
- TTL Fast → 74 F xx
- TTL low power Schottky → 74 LS xx
- TTL advanced Schottky → 74 AS xx
- TTL advanced low power Schottky → 74 ALS xx
- CMOS rapides → 74 HC xx et 74 HCT xx

### Tensions d'alimentation

74 xx, 74 L xx, 74 LS xx, 74 S xx, 74 F xx → 5 V ± 5 %  
 74 ALS xx, 74 AS xx, 74 HCT xx → 5 V ± 10 %  
 74 HC xx → 2 V à 6 V

### Découplage du circuit d'alimentation

Un ensemble de circuits logiques produit en fonctionnant des perturbations sur les lignes d'alimentation. Ces pointes de tension peuvent endommager les CI et créer des dysfonctionnements. Aussi est-il nécessaire de découpler les lignes d'alimentation à l'aide de condensateurs possédant une bonne tenue en HF\*. Une valeur de 0,1 μF à 1 μF fera l'affaire pour 4 circuits intégrés.

\* Condensateur : polystyrène, polypropylène ou Téflon.

## A sortie transistor

Comme tout composant électronique cet optocoupleur peut être caractérisé par diverses valeurs limites :

- V<sub>F-IF</sub>, tension et courant maxi, dans la LED ;
- V<sub>CEO</sub> du transistor de sortie, lorsque la base est ouverte ;
- V<sub>CEsat</sub> maxi du transistor de sortie, pour un courant de collecteur donné ;
- T, le taux de transfert, rapport entre les courants de sortie et d'entrée ;
- V<sub>I</sub>, tension d'isolement entre l'entrée et la sortie de l'optocoupleur ;
- t<sub>on</sub> ou f, temps de commutation maxi ou fréquence maxi de fonctionnement.

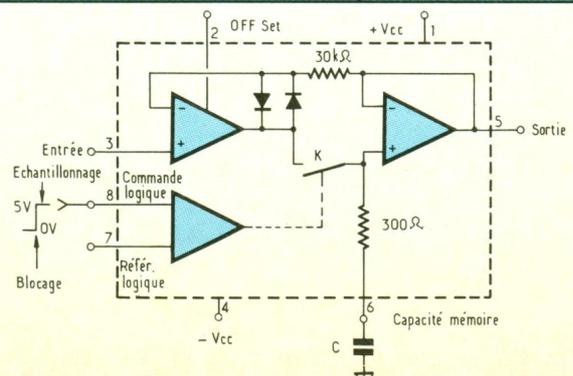
Référence	4N25	Référence	4N25
V <sub>F-IF</sub>	1,5 V/50 mA	T	10 %
V <sub>CEO</sub>	30 V	V <sub>I</sub>	2 500 V <sub>ac</sub> crête
V <sub>CEsat</sub>	0,5 V pour 2 mA	t <sub>on</sub> ou f	300 kHz

## LE LF 398

S'agissant d'un échantillonneur-bloqueur, on utilise ce type de circuit pour effectuer une conversion analogique-digitale, de la saisie de valeurs ou du test automatique, entre autres.

Le fonctionnement reste simple : sur application d'un niveau logique haut (compatible TTL ou CMOS), la tension présente en (3) charge très rapidement une capacité mémoire. Un AOP suiveur retranscrit alors la valeur de la tension en (5). Le niveau logique bas, qui suit alors, bloque le circuit. La valeur de l'échantillon prélevé sur le signal appliqué en (3) est ainsi conservée jusqu'à la prochaine acquisition.

V alimentation	+/- 5 V à +/- 18 V
Impédance d'entrée	10 <sup>10</sup> Ω
Impédance de sortie	≤ 6 Ω
Tension de décalage d'entrée	≤ 10 mV
Précision du gain	> 0,02 %



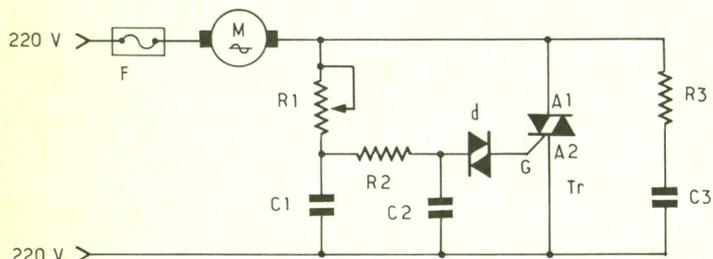
### Variateur de vitesse pour perceuse 220 V

Ce montage permet de faire varier la tension aux bornes du moteur, de façon très simple.

Le réseau R<sub>1</sub>-C<sub>1</sub> joue le rôle d'un déphaseur, imposant l'angle d'amorçage du triac.

Lorsqu'une tension de 32 V apparaît aux bornes du diac, celui-ci s'amorce et permet l'établissement d'un courant dans la gachette de T<sub>r</sub>, provoquant l'amorçage à son tour du triac.

Le réseau R<sub>3</sub>-C<sub>3</sub> constitue un filtre de protection auquel on pourra adjoindre une self d'antiparasitage de plusieurs microhenrys. Celle-ci se verra insérée sur l'une des branches d'arrivée du 220 V (entre le fusible et le moteur par exemple).



- R<sub>1</sub> = 220 kΩ    C<sub>1</sub> = 0,1 μF / 400 V mini
- R<sub>2</sub> = 6,8 kΩ    C<sub>2</sub> = 0,1 μF / 400 V mini
- R<sub>3</sub> = 470 Ω    C<sub>3</sub> = 0,1 μF / 400 V mini
- T<sub>r</sub> = triac 600V / 10A
- d = diode 32 V

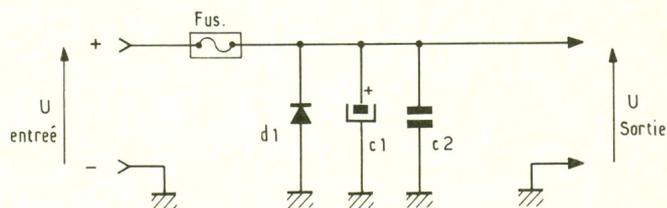
### Protection contre l'inversion des polarités

Ce dispositif permet de protéger toute carte électronique pouvant être amenée à recevoir une alimentation extérieure continue (venant d'un bloc-secteur par exemple).

Son rôle sera alors d'éviter une inversion des polarités d'entrée, catastrophique dans bon nombre de cas.

Dans cette configuration, le (+) extérieur aboutirait à la masse du montage et le (-) extérieur au (+) de la carte. D<sub>1</sub> se débloque alors dans ce cas et court-circuite l'alimentation via le fusible. Celui-ci, de type rapide, fond immédiatement, isolant ainsi l'ensemble de l'extérieur.

Attention au bon dimensionnement de la diode et du fusible !



### A ampli-op

On disposera au préalable de sources de tension V<sub>Ref</sub> et +V, stables.

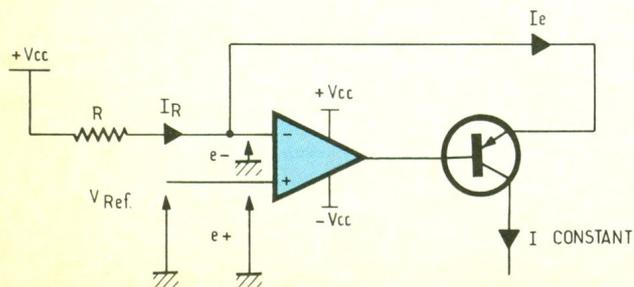
Dans un montage tel que celui-ci, on retrouve une égalité entre les potentiels (e+) et (e-) (régime linéaire).

$$d'où I_R = \frac{+V - (e-)}{R} = \frac{+V - V_{Ref}}{R}$$

Ayant une impédance en (e-) extrêmement élevée, on en déduit que I<sub>R</sub> = I<sub>e</sub>.

I<sub>e</sub> restant voisin de I<sub>C</sub> (au courant de base près), I<sub>R</sub> = I<sub>C</sub>, d'où :

$$I_C = \frac{+V - V_{Ref}}{R}$$

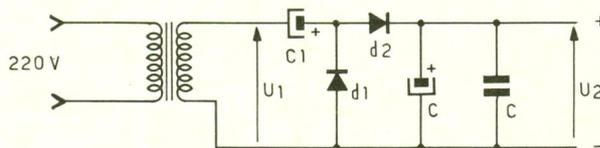


### Doubleur de tension

Le rôle de ce montage est de produire une tension continue à partir d'une tension alternative plus faible (≈ 2 à 3 fois). L'intensité délivrée cependant reste peu élevée.

Sur une alternance négative (U<sub>1</sub> < 0), C<sub>1</sub> se charge à travers D<sub>1</sub> tandis que D<sub>2</sub> reste bloquée, isolant C<sub>2</sub>.

Sur une alternance positive (U<sub>1</sub> > 0), D<sub>1</sub> se bloque et D<sub>2</sub> devient passante. Le condensateur C<sub>2</sub> se charge alors à la tension U<sub>1</sub> + U<sub>C1</sub> (mise en série des deux éléments « transformateur + C<sub>1</sub> »).



$$2 \cdot U_1 < U_2 < 2,8 \cdot U_1$$

↑                    ↑

I<sub>2</sub> non nul    I<sub>2</sub> = 0

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{\text{diode inverse}} = 3 \cdot U_1 \\ U_{\text{condo}} = 1,5 \cdot U_1 \end{array} \right.$$

$$C (\mu F) = 100 \cdot I_2 / U_1$$

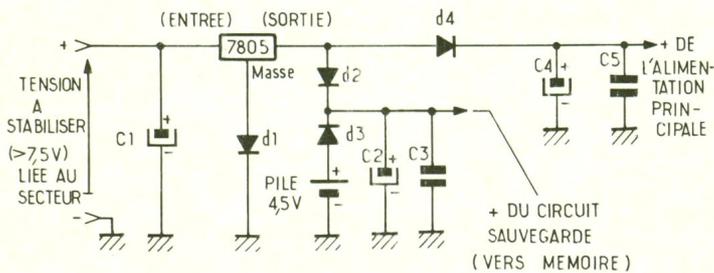
(mA)    (V)

## Sauvegarde-mémoire

Ce circuit permet la sauvegarde automatique du contenu d'une mémoire, lors de la disparition de la tension secteur, à partir d'une pile.

Disposant de  $D_1$  dans sa broche de masse, le régulateur délivre 5,6 V sur sa sortie, soit (5,6-0,6 V) aux bornes de  $C_4$  (alimentation principale) ainsi qu'aux bornes de  $C_2$  (alimentation sauvegardée).

Lors de la disparition de la tension en entrée,  $D_3$  devient passante et la pile prend le relais. La tension en  $C_4$  passe alors de 5 V à (4,5 V-0,6 V) ce qui reste suffisant pour maintenir le contenu mémoire avant que ne se reproduise le retour du secteur.



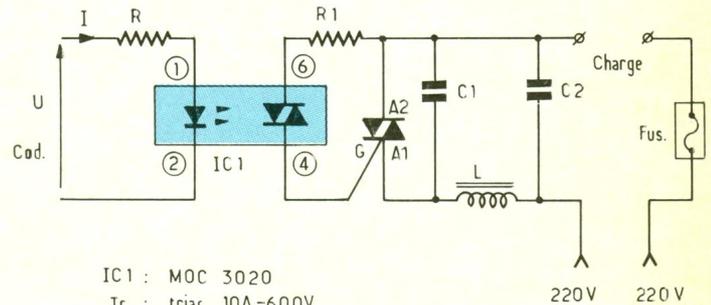
## Utilisation en commutateur

Ce schéma se propose de commander, en tout ou rien, un triac à partir d'un photocoupleur du type opto-triac.

Ce dernier présente les avantages suivants :

- isolement de près de 7 500 V entre les circuits de commande et de puissance ;
- présence d'un circuit interne de détection de passage par zéro du réseau EDF (zéro crossing).

L'alimentation de la LED au travers de  $R$  provoque l'amorçage de l'opto-triac, puis le déclenchement du triac.  $C_1$ ,  $C_2$  et  $L$  constituent à eux trois un circuit d'antiparasitage.



IC1 : MOC 3020

Tr : triac 10A-600V

$C_1 = C_2 = 100 \text{ nF} / 400 \text{ V mini}$

L = self torique  $\times A / 400 \text{ V}$

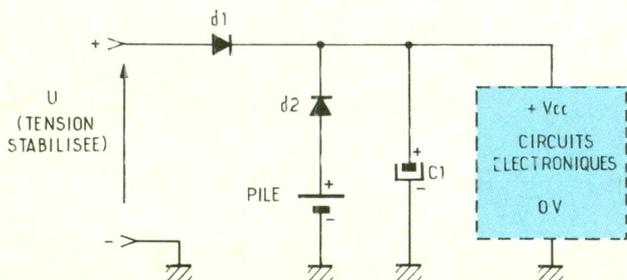
R1 =  $1 \text{ k}\Omega / 3 \text{ W}$

## Sauvegarde totale

S'agissant de secourir l'alimentation d'un ensemble électronique complet (cas où l'on ne souhaite pas utiliser une batterie), on emploiera une pile, de préférence alcaline.

Lors de la présence de  $U$ ,  $D_1$  conduit et alimente l'ensemble des circuits. Si  $U$  vient à disparaître,  $D_2$  se débloque et fournit l'énergie nécessaire.  $C_1$  joue quant à lui le rôle d'un condensateur-réservoir.

**Pour un fonctionnement correct, il est nécessaire que la tension de la pile soit inférieure à  $U$ .**



## A transistor

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  délivrant à leurs bornes une tension de référence de  $2 \times 0,6 \text{ V}$  notée  $V_b$ , cette tension se retrouve également aux bornes de « la jonction b - e + la résistance  $R_2$  ».

$$\text{D'où } V_b = V_{be} + V_e \quad (1)$$

$$\text{Le courant traversant } R_2 \text{ fait que } V_e = R_2 \cdot I_e \quad (2)$$

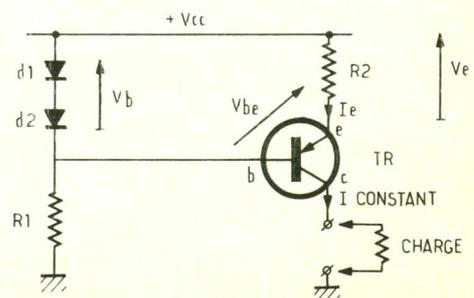
$$\text{En remplaçant dans (1), } V_b = V_{be} + R_2 \cdot I_e$$

$$\text{d'où } I_e = (V_b - V_{be}) / R_2$$

Sachant que :

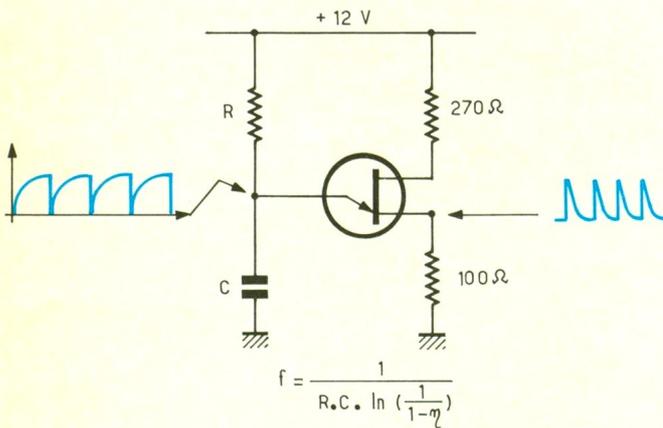
- $I_e \approx I_c$  (au courant de base près) ;
- que  $V_b = V_{\text{diodes}} = \text{constante}$  ;
- que  $V_{be} = \text{constante}$ .

**Le courant dans la charge demeure constant.**



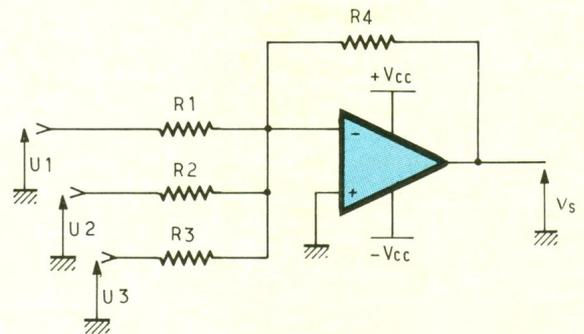
**A unijonction**

Ce circuit délivre à la fois, des signaux en dents de scie et des pics. Le principe de fonctionnement repose sur la charge et la décharge du condensateur C. La charge s'opère à travers R tandis que la décharge s'effectue par le transistor dès que  $U_c$  atteint la valeur de pic de l'unijonction.  $\eta$  est le rapport intrinsèque, propre à chaque référence de transistor de ce type.



**A.O.P. sommateur**

La conversion s'effectue à partir d'un amplificateur opérationnel monté en sommateur, celui-ci présente la particularité d'être inverseur. Le nombre d'entrées ne sera pas limité. Il suffira d'ajouter à côté de  $R_3$  de nouvelles résistances, à condition que  $V_s$  reste inférieure à la tension d'alimentation.

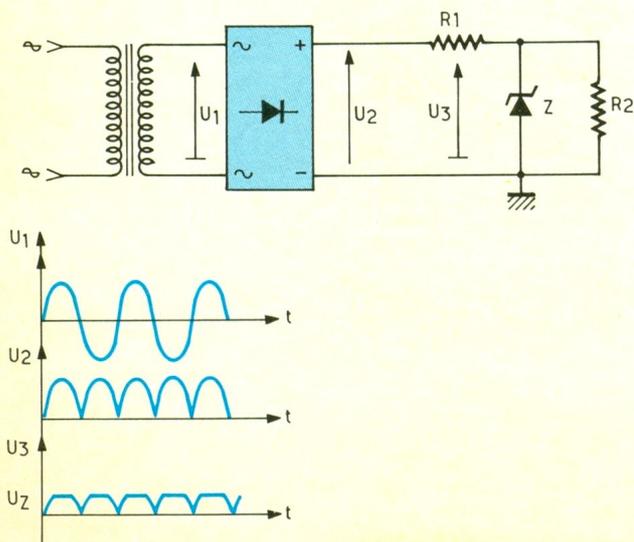


$$V_s = -R_4 \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right)$$

avec  $V_s < +V_{cc}$

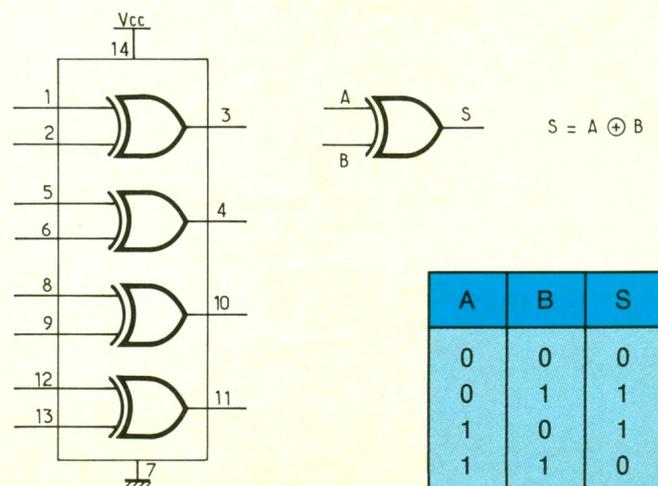
**Synchronisation secteur**

Ce circuit délivre des impulsions positives, de valeur désirée, synchrone avec le secteur EDF. Il sera très utile pour commander des triacs, par exemple. Le pont moulé redresse la tension  $U_1$ . Sur sa sortie ne se retrouvent plus que des alternances positives. La diode Zener Z, polarisée par  $R_1$ , limite l'amplitude de celles-ci.  $R_2$  charge quelque peu l'ensemble, de façon à récupérer des signaux dont la valeur passe par OV.



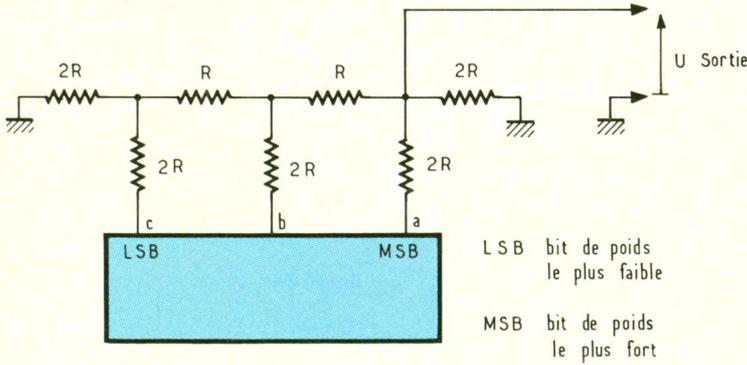
**Porte OU-exclusif ou EXOR**

Cette porte est un OU logique quelque peu particulier. Elle fournit un niveau haut en sortie lorsqu'une seule entrée est sollicitée. On dispose en C.MOS d'opérateurs OU-exclusif à deux entrées (4070 ou 4030). Les sorties sont totalement bufférisées, offrant une excellente immunité au bruit ainsi qu'une insensibilité de l'impédance de sortie aux charges.



**Le réseau R-2R**

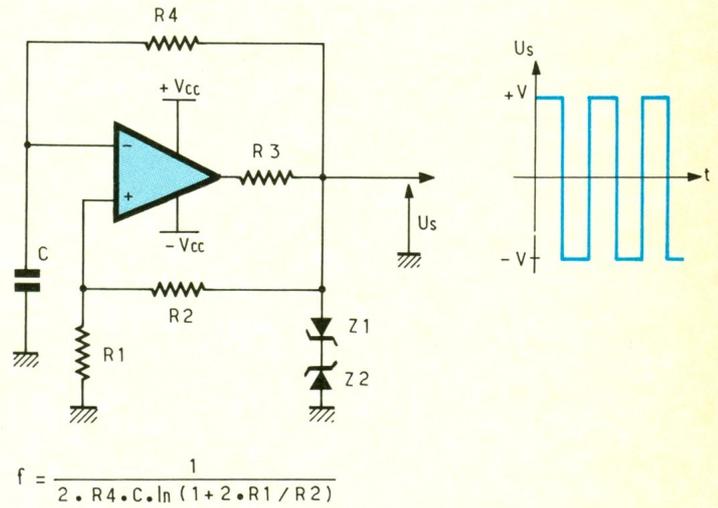
La conversion digitale analogique s'opère à partir d'un réseau de résistances. Le système ci-dessous convertit des données sur 3 bits (8 valeurs). Cependant, il peut être étendu par extrapolation puisqu'il est symétrique. Il faudra bien respecter les valeurs des tensions fournissant les niveaux logiques (adjonction de Buffers) et le rapport de deux, exact, entre les valeurs de résistances.



$$U_s = \frac{1}{3} (U_a + U_b/2 + U_c/4)$$

**Astable à A.O.P.**

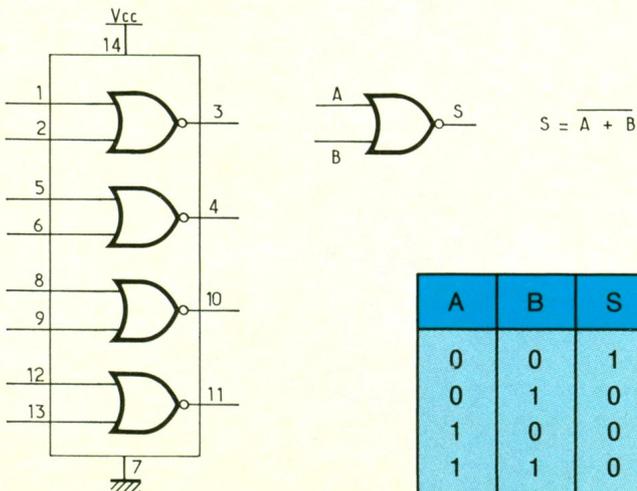
Ce générateur de signaux carrés est l'association d'un trigger de Schmitt et d'un réseau R.C. On pourra faire varier la valeur de la fréquence avec R4. Z1-Z2, deux diodes Zener, fixent les amplitudes maxi des signaux de sortie. R3 limite le courant maxi Iz.



$$f = \frac{1}{2 \cdot R4 \cdot C \cdot \ln(1 + 2 \cdot R1 / R2)}$$

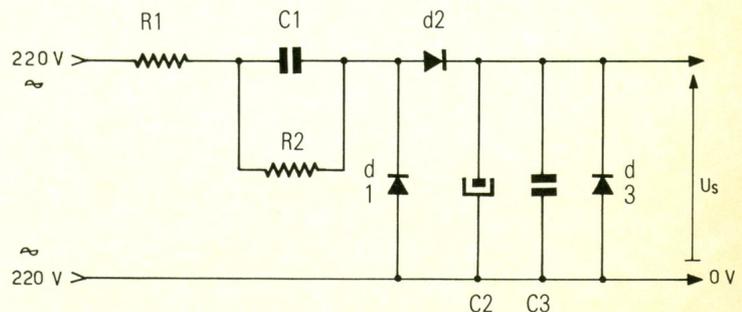
**Porte NON OU ou NOR**

Cette porte est le complément de l'opérateur OR. Elle peut être symbolisée par la mise à la suite d'une porte OR et d'une porte NOT : on retrouve dans le symbole le cercle de complémentarité. On dispose en C.MOS d'opérateurs NOR à deux entrées (4001 ci-dessous), à 3 entrées (4025), à 4 entrées (4002) et à 8 entrées (4078).



**Alimentation sans transformateur**

On utilise l'impédance de C1 pour faire chuter la tension en provenance du secteur, rôle habituellement attribué à un transformateur. R1 limite les pointes d'intensité tandis que R2 décharge C1, à la mise hors tension. Les alternances redressées par d2 chargent C2 et C3, filtrant et découplant la tension de sortie. Celle-ci voit sa valeur fixée par la tension Zener de d3. Ce montage devra être alimenté à travers un interrupteur bipolaire (à double contact). On prêtera très attention à son maniement, car des potentiels très dangereux se retrouvent en divers points du circuit.

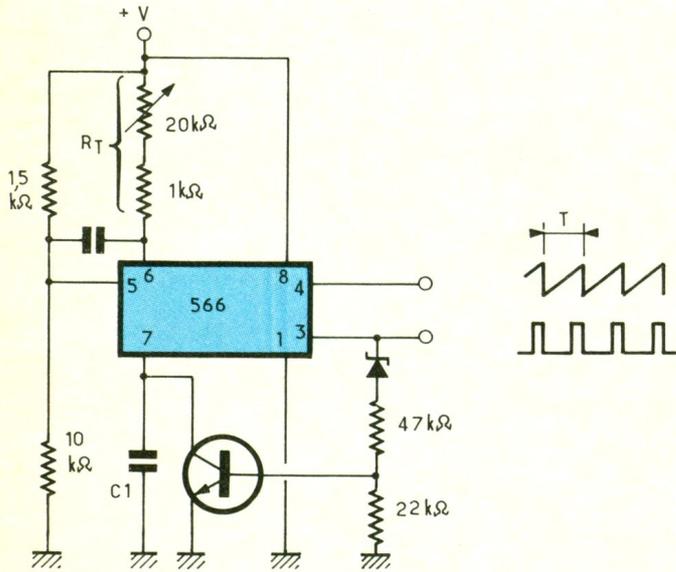


- R1 : 47 Ω/0,50 W
- R2 : 470 kΩ/0,25 W
- C1 : 1 μF/400 V
- d1, d2 : 1N4007
- C2 : 1 000 μF
- C3 : 100 nF
- d3 : Zener

Générateur de rampes positives

Le schéma utilise un NE 566, circuit intégré servant à générer, à la base, des carrés ainsi que des triangles. Configuré tel quel, le transistor extérieur décharge rapidement C<sub>1</sub> à la fin de sa période de charge, de façon instantanée. La fréquence des signaux en sortie sera régit par la relation :

$$f = \frac{5(V_{CC} - V_c)}{R_T \cdot C_1 \cdot V_{CC}} \text{ où } V_c = V \text{ broche 5.}$$

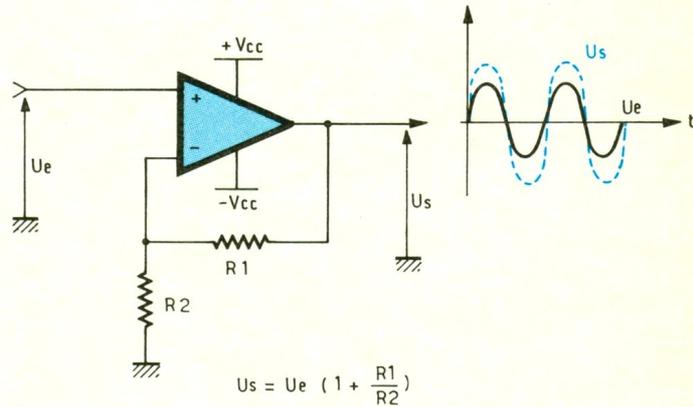


Amplificateur non inverseur

La tension de sortie présente le même signe que la tension d'entrée appliquée en e+. La contre-réaction opérée sur l'entrée inverseuse fait que l'on obtient la relation :

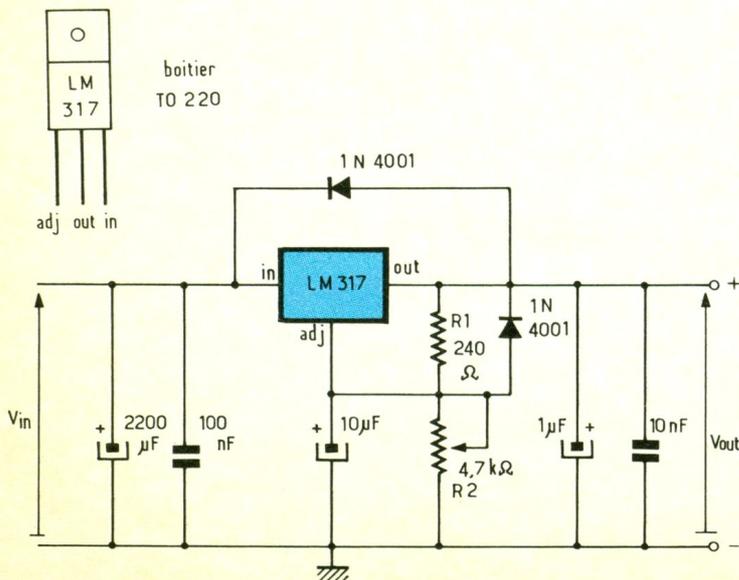
$$U_s = U_e \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Les alimentations +V<sub>CC</sub> et -V<sub>CC</sub> sont symétriques par rapport à la masse.



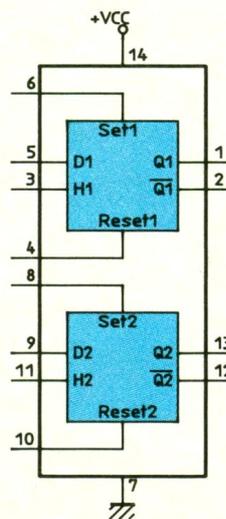
Alimentation variable à LM317

Le LM317 est un régulateur de tension ajustable de 1,2 à 37 V. Bénéficiant de protections, son courant de charge peut atteindre 1,5 A. Sa tension de sortie, V<sub>out</sub>, s'ajuste à l'aide de R<sub>2</sub>. Le condensateur de 2 200 µF réalise le filtrage de la d.d.p. d'entrée. Sa valeur pourra varier suivant l'importance de l'ondulation 100 Hz (proportionnelle à V<sub>in</sub> et I<sub>out</sub>).



Double bascule D-CMOS 4013

- D entrée de données
- H horloge
- Set mise à 1 asynchrone
- Reset mise à 0 asynchrone
- Q sortie vraie
- Q̄ sortie complémentaire

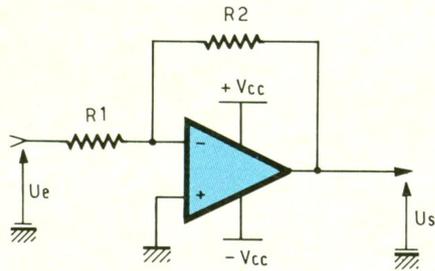


- H état haut
- L état bas
- X état indifférent
- ↗ front montant
- Q<sub>n+1</sub> état consécutif à la montée de l'horloge

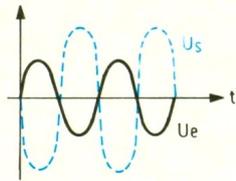
**Amplificateur inverseur**

La tension de sortie d'un tel montage possède le signe inverse de la tension présentée à l'entrée et a pour valeur

$$U_S = - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_e$$



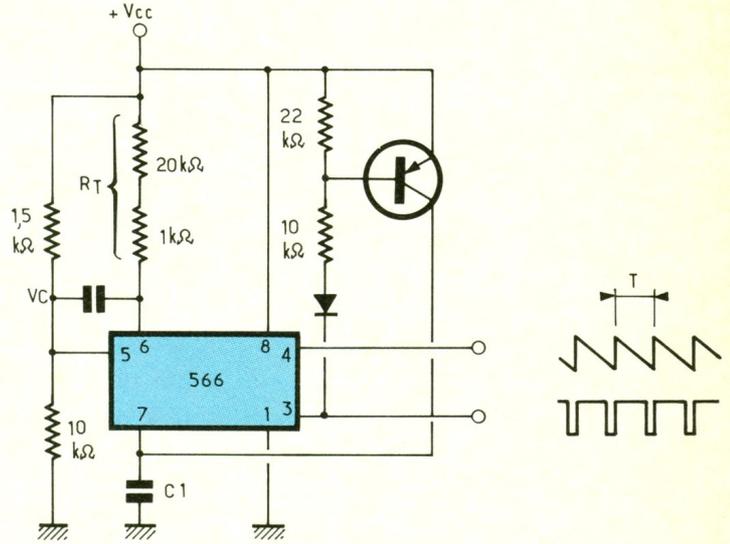
$$U_S = - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_e$$



**Générateur de rampes négatives**

Le générateur repose sur un NE 566. Celui-ci est configuré d'une façon particulière : un transistor PNP charge rapidement C1, à la fin de la période de décharge. On obtient alors des fronts raides suivis d'une décroissance de la valeur de l'amplitude du signal. La fréquence des rampes vaut également :

$$f = \frac{5(V_{CC} - V_C)}{R_T \cdot C_1 \cdot V_{CC}} \text{ où } V_C = V \text{ broche 5.}$$



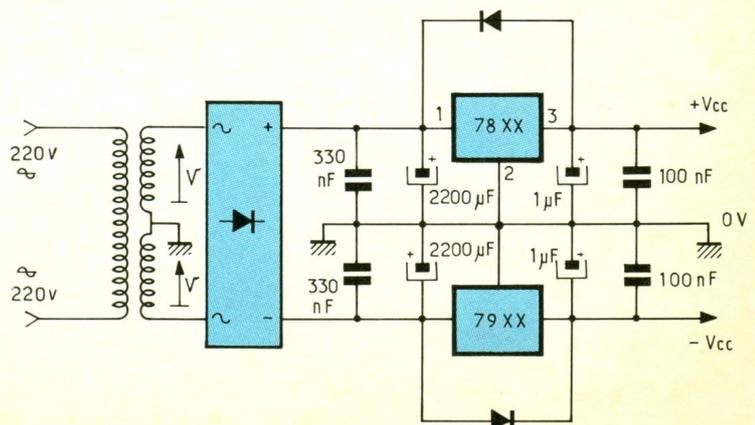
**Double bascule D-CMOS 4013**

Entrées	Sorties	Q	Qn+1
	Q	I	I
	D	X	X
	H	X	X
Reset	I	I	I
Set	I	I	I

**Alimentation symétrique**

Une telle alimentation peut être facilement réalisée à l'aide de régulateurs de tension intégrés. Le schéma requiert un transformateur à double enroulement secondaire dont le point milieu constitue le 0 V. Les capacités de 330 nF et de 100 nF réalisent le découplage de l'ensemble tandis que le filtrage s'effectue à l'aide des condensateurs de 2200 µF/25 V.

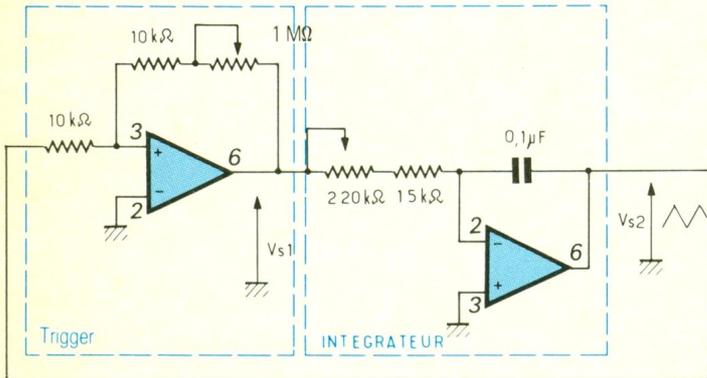
Pour v = 15 V et xx = 12 V, on aura i ≈ 0,7 A (S transfo = 25 VA)



### Générateur de signaux carrés et triangulaires

La configuration retenue reprend deux montages fondamentaux, l'intégrateur et le trigger, bouclés sur eux-mêmes.

En jouant sur l'ajustable de 220 kΩ, on modifie la constante de temps et par-delà même la fréquence des signaux de sortie. Si l'on fait varier l'ajustable de 1 MΩ, les niveaux de basculement sont modifiés, et l'on agit alors principalement sur l'amplitude des triangles.



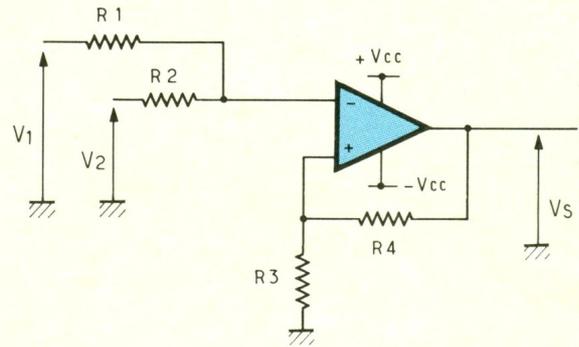
### Montage additionneur non inverseur

Ce sommateur voit son nombre d'entrées limité à deux. Le signal de sortie possède le même signe (même polarité) que celui d'entrée.

Si  $R_1 = R_2$ , le coefficient multiplicateur vaudra :

$$\frac{R_3 + R_4}{2 R_3}$$

Si  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ,  $V_s$  sera égal à  $V_1 + V_2$



$$V_s = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \times \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

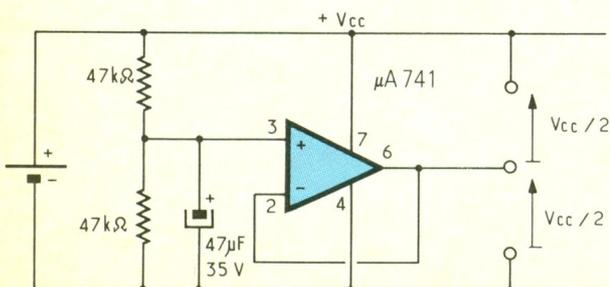
si  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \Rightarrow V_s = V_1 + V_2$

### Création d'une alimentation symétrique à faible débit

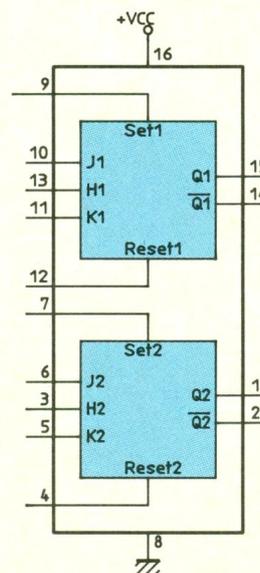
Le besoin de disposer d'une alimentation symétrique se fait souvent sentir, surtout lorsque l'on met en œuvre des A.O.P. Le schéma propose d'en recréer une à partir d'une tension unique :

Un pont composé de deux résistances de valeurs identiques divise la tension par 2. Une capacité de 47 μF filtre alors la d.d.p. appliquée sur l'entrée d'un ampli-op configuré en étage suiveur. Celui-ci recopie sur sa sortie 6 la tension présente sur l'entrée non inverseuse 3.

Le courant de sortie dépendra ainsi de l'A.O.P. retenu (ici, quelques milliampères).



### Double bascule J-K – CMOS 4027

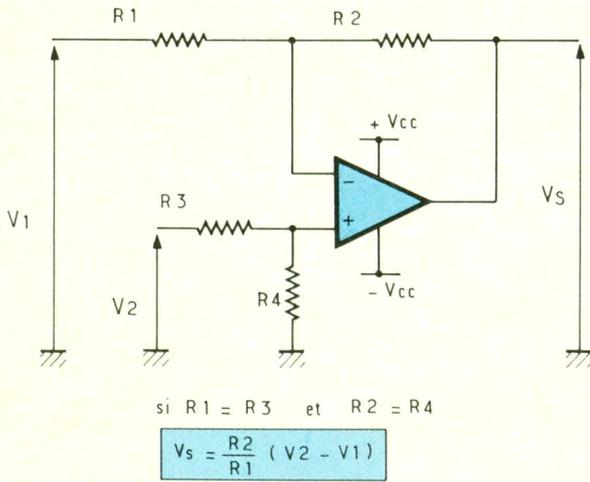


- J et K entrées synchrones
- H horloge
- Set mise à 1 asynchrone
- Reset remise à 0 asynchrone
- Q sortie vraie
- Q-bar sortie complémentaire

- H état haut
- L état bas
- X état indifférent
- ▲ front montant
- Q<sub>n+1</sub> état consécutif à la montée de l'horloge

### Montage soustracteur

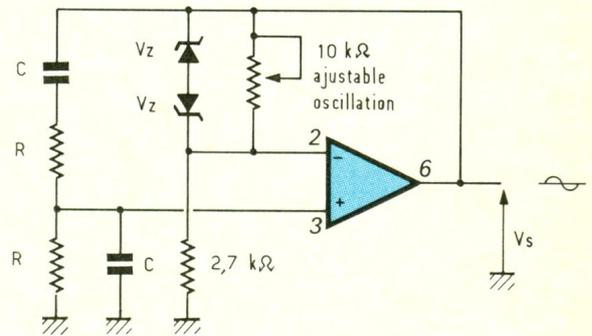
Un tel montage réalise la soustraction des deux signaux  $V_1$  et  $V_2$  appliqués sur les entrées. Son nombre d'entrées est réduit à deux.



### Générateur de signaux sinusoïdaux

Le fonctionnement repose sur l'utilisation d'une cellule de WIEN, composée d'un réseau R.C parallèle, en série avec un réseau R.C série.

Pour qu'il y ait oscillation, le gain doit nécessairement rester légèrement supérieur à 1. La régulation s'effectue par l'intermédiaire de la résistance dynamique des diodes zener. Le niveau de sortie atteignant  $(2 \times V_z) + 1 V$ .



### Double bascule J-K

Entrées	Sorties	Q	Q̄
		H	H
H	L	L	H
L	H	L	H
L	L	L	H
Reset		L	H
Reset		H	L
Set		H	L
Set		L	H

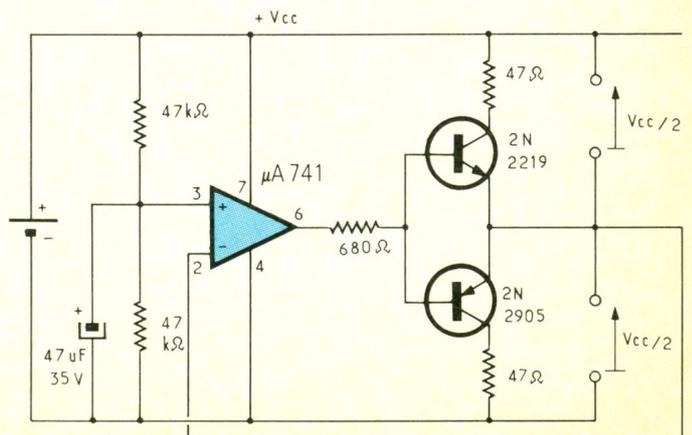
Entrées	Sorties	Q <sub>n+1</sub>	Q̄ <sub>n+1</sub>	sans changement
		H	H	
H	L	L	H	Q <sub>n</sub>
L	H	L	H	Q <sub>n</sub>
L	L	H	L	Q <sub>n</sub>
Reset		L	L	L
Reset		L	L	L
Set		L	L	L
Set		L	L	L

### Création d'une alimentation symétrique

Un étage de puissance vient compléter le schéma du recto. Celui-ci se compose d'une paire de transistors complémentaires, augmentant la puissance de l'alimentation.

Une résistance de 680 Ω s'insère dans le circuit des bases, éliminant les oscillations parasites des transistors. Des résistances de 50 Ω limitent le courant de sortie, et protègent ainsi l'ensemble, des surcharges.

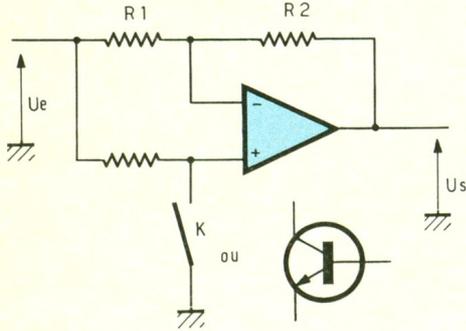
A noter que la contre-réaction de l'A.O.P. s'opère à partir des émetteurs des transistors, donc de la sortie.



**A polarité programmable**

Lorsque l'interrupteur K est ouvert, l'amplificateur possède un gain unitaire de + 1. On a affaire à un suiveur de tension.

En fermant K, la résistance R<sub>3</sub> charge la source V<sub>e</sub> (on veillera à ne pas retenir une trop faible valeur) et l'entrée e+ se retrouve au potentiel de la masse. Nous sommes alors en présence d'un ampli-inverseur de gain - R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub>.



A noter que l'interrupteur pourra être remplacé par n'importe quel contact, ou même par un transistor travaillant en commutation. Dans ce cas, V<sub>e</sub> sera supérieur à 0 V **obligatoirement**.

**A rapport cyclique variable**

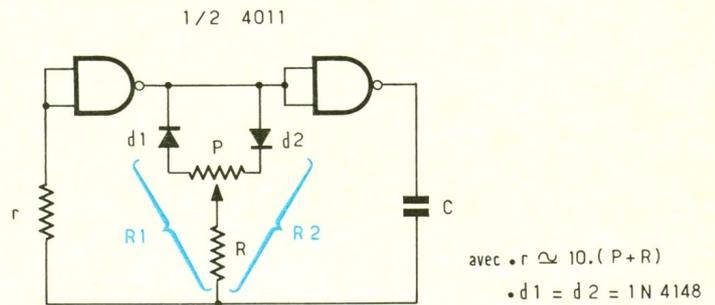
L'oscillateur présenté s'articule autour de portes NAND (4011). Celles-ci pourront être remplacées par des portes NOR (4001) ou des inverseurs (4069).

Cet astable permet un réglage du rapport cyclique intéressant, en différenciant le circuit de charge du circuit de décharge, à l'aide de diodes. Quelle que soit la position de P, (R<sub>1</sub> + R<sub>2</sub>) reste constant, donc la fréquence des signaux également. On aura ainsi :

- durée de l'état haut : t<sub>1</sub> ≈ 1,1 · R<sub>1</sub> · C
- durée de l'état bas : t<sub>2</sub> ≈ 1,1 · R<sub>2</sub> · C

$$d'où f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{(1,1 \cdot R_1 \cdot C) + (1,1 \cdot R_2 \cdot C)}$$

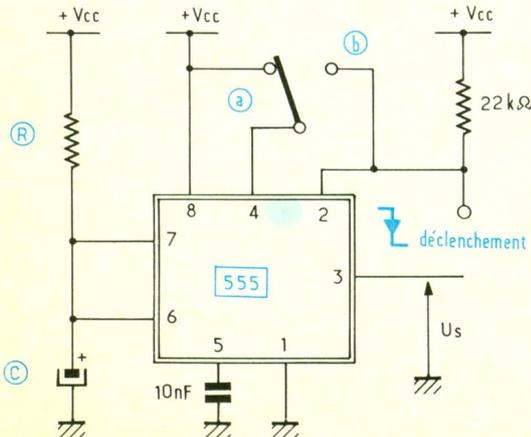
$$f = \frac{1}{1,1 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C}$$



**555**

Au repos, le condensateur C est court-circuité par l'intermédiaire de la borne (7). La résistance de 22 kΩ maintient la borne (2) au + V<sub>cc</sub>. Lors d'une impulsion (front descendant), le monostable se déclenche et un niveau haut apparaît en (3) (U<sub>s</sub>). C se charge alors au travers de R jusqu'à atteindre le seuil interne de basculement, pour lequel le monostable repasse à l'état repos.

Celui-ci sera non redéclenchable si la borne Reset (4) est au + V<sub>cc</sub> (a) et redéclenchable si la borne Reset est reliée à l'entrée de déclenchement (2), (b).

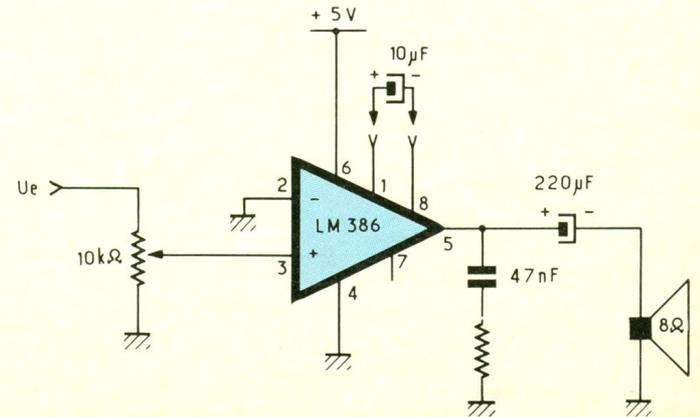


**BF à LM 386**

Le LM 386 est un ampli BF destiné à fonctionner sous faible tension (de 4 à 12 V). Le gain est internement fixé à 20 mais peut être porté jusqu'à 200 par l'adjonction d'éléments entre les bornes 1 et 8 (un condensateur de 10 μF porte le gain à 46 dB).

Le courant de repos ne dépasse pas 4 mA. Ce type d'ampli peut être alimenté sous tension unique puisqu'il intègre la masse dans ses potentiels.

Pour V<sub>s</sub> = 6 V, f = 1 kHz, R<sub>charge</sub> = 8 Ω, la puissance de sortie atteint 125 mW et la distorsion typique reste de l'ordre de 0,2 %.



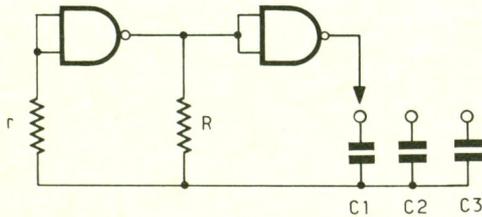
### A sélection de gammes

Le schéma proposé présente l'avantage de pouvoir travailler sur plusieurs gammes de fréquences.

La sélection de celles-ci s'opère à l'aide d'un rotacteur (1 commun → x positions) permettant l'insertion du condensateur souhaité.

Bien que ce montage ait déjà été étudié, on rappellera que la fréquence des crêteaux délivrés vaut :

$$f = \frac{1}{2,2 \cdot R \cdot C} \text{ avec } r \simeq 10 R$$



Pour finir, ce système de sélection de gammes pourra être incorporé à l'oscillateur à rapport cyclique variable décrit en recto.

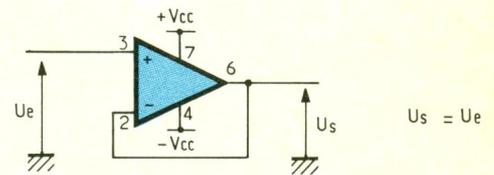
### Suiveur à ampli-op

Un amplificateur suiveur est un amplificateur de gain en tension égal à l'unité. Réalisé à l'aide d'un AOP, il dispose d'une impédance d'entrée très élevée (plusieurs mégohms) et d'une faible impédance de sortie. Le gain en courant devient alors très important.

Le fonctionnement est obtenu en rebouclant l'entrée e- sur la sortie. Fonctionnant en régime linéaire et sachant par principe que

$$U_{e+} = U_{e-} \rightarrow U_e = U_{e+} = U_s$$

$$U_e = U_s$$



### BF 2 x 10 W à TDA 2004

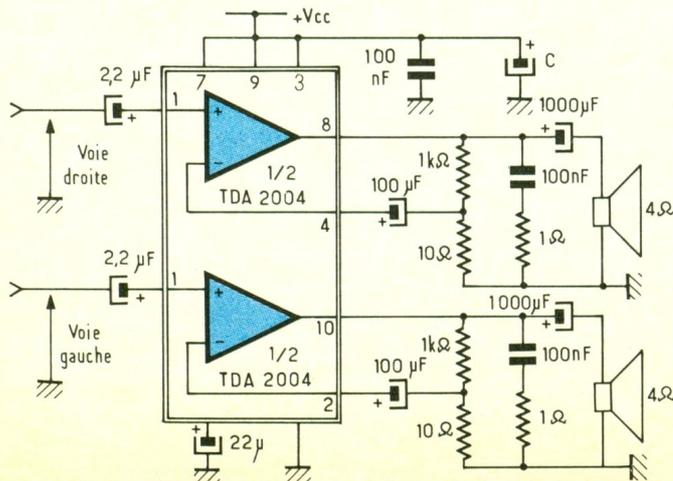
Le TDA 2004 est un double amplificateur (classe B), livré en boîtier MULTIWATT 11 broches.

Il bénéficie d'un certain nombre de protections contre :

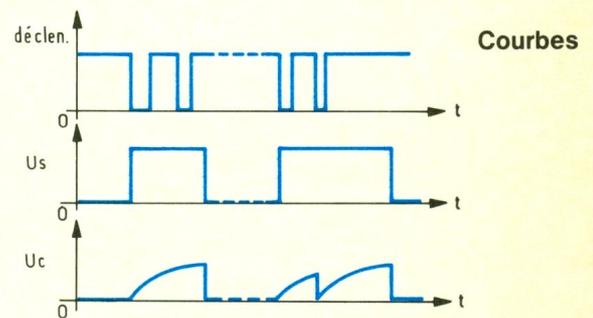
- les inversions de polarités ;
  - les court-circuits vis-à-vis de l'alternatif ;
  - les surcharges thermiques ;
- le rendant relativement robuste.

S'alimentant entre 8 V et 18 V, son boîtier peut dissiper jusqu'à 30 W (t = 60 °C) et le circuit peut accepter des pointes de 40 V (pendant 50 ms).

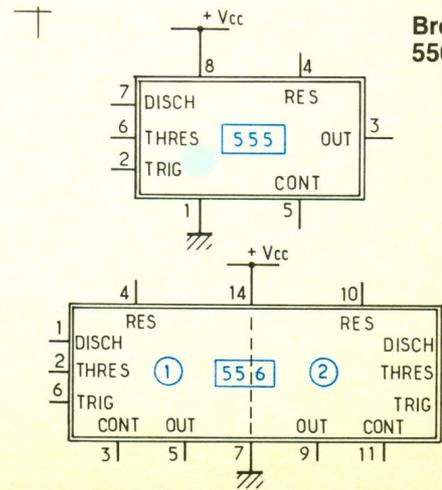
La distorsion engendrée n'excédant pas 1 % sur chacune des voies, les applications audio ne seront nullement limitées.



### 555

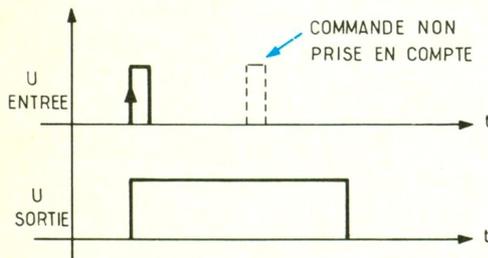
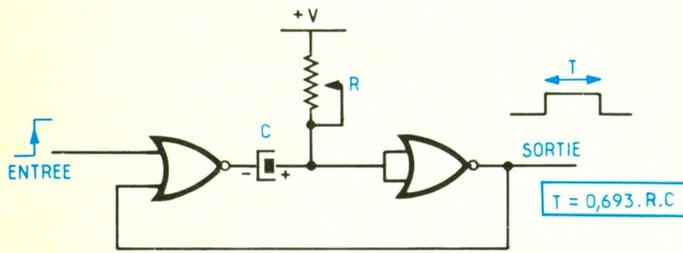


Brochages :  
556 = 2 x 555



**A portes NOR**

Formé de deux portes logiques NOR, ce temporisateur se déclenche sur une impulsion positive en entrée. La sortie fournit un créneau d'état logique haut, durant  $T = 0,693.R.C$  secondes. Ce monostable ne pourra être redéclenché avant la fin de sa période.



**En boucle ouverte**

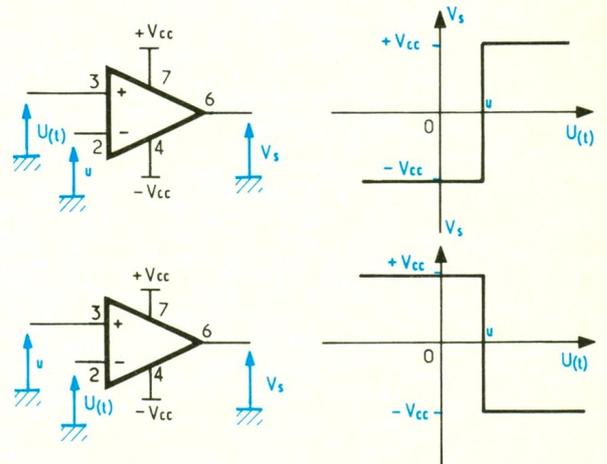
La fonction comparaison consiste à comparer une grandeur variable,  $u(t)$ , à une grandeur constante,  $u$ . Dans les deux schémas ci-dessous sont utilisés des amplificateurs opérationnels montés en boucle ouverte. Le premier AOP reçoit la tension de référence en  $e^-$ , si bien que :

- si  $u(t) > e^- \rightarrow V_s = +V_{cc}$
- si  $u(t) < e^- \rightarrow V_s = -V_{cc}$

On obtient un comparateur non inverseur.

Le second AOP reçoit la tension de référence en  $e^+$ , si bien que :

- si  $u(t) > e^+ \rightarrow V_s = -V_{cc}$
- si  $u(t) < e^+ \rightarrow V_s = +V_{cc}$



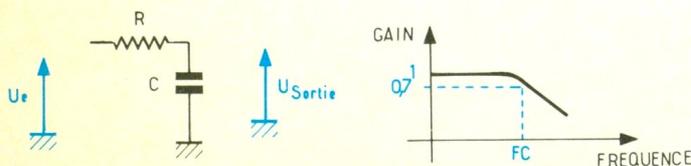
**Filtre passe-bas**

Constitué de deux éléments, R et C, ce filtre est bien évidemment passif. Il forme un circuit du premier ordre. La fréquence de coupure est égale à :

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \text{ à } (-3 \text{ dB})$$

Sa pente est de  $-20 \text{ dB/décade}$ .

Une des applications est l'extraction de la composante continue d'un signal.

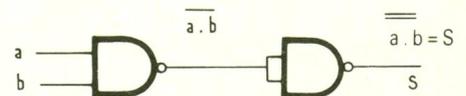


avec • R en ohms  
• C en farads

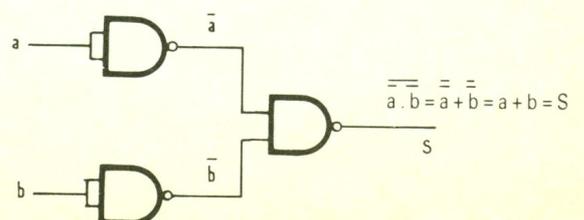
**Combinaison de portes logiques**

On rencontre fréquemment des portes NAND dans les montages électroniques. Il est cependant possible de les utiliser afin de former d'autres fonctions logiques.

**FONCTION AND**



**FONCTION OR**



CD 4040

Le 4040 constitue un compteur binaire à 12 étages cascades, chacun composé d'une bascule T.

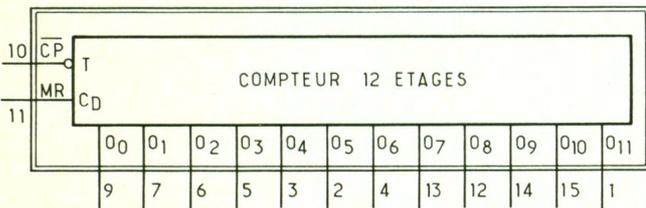
Comparativement à des circuits comme le CD 4060, toutes les sorties restent ici accessibles sur les broches du circuit intégré.

Possédant 12 étages, un tel compteur verra sa position évoluer entre 0 et 4 096.

Brochage

Hormis les connexions servant au raccordement de l'alimentation, on rencontrera les bornes :

- CP : entrée horloge, sensible sur les fronts descendants. Munie d'un trigger de Schmitt, elle accepte des temps de montée et de descente relativement longs.
- MR : entrée de remise à zéro générale du circuit (RAZ). La présence d'un niveau logique haut remet tous les étages du compteur au repos et force les sorties O<sub>0</sub> à O<sub>11</sub> à l'état bas, quel que soit le niveau en CP.
- O<sub>0</sub> à O<sub>11</sub> : sorties bufferisées correspondantes aux poids 2<sup>0</sup>, 2<sup>1</sup>, ..., 2<sup>12</sup>.

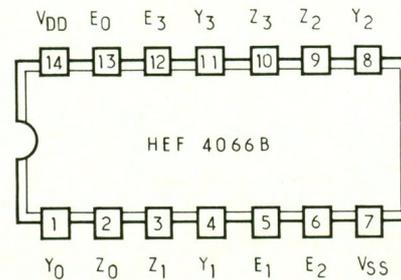
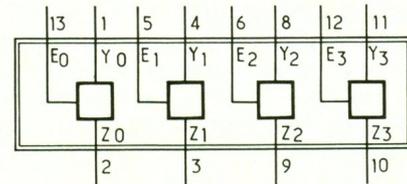


CMOS 4016 et 4066

Applications :

Ces circuits pourront être utilisés dans de nombreux cas, comme l'aiguillage de signaux analogiques ou numériques, la modulation et la démodulation, le découpage...

L'assemblage de deux interrupteurs analogiques, tel que représenté ci-après, forme l'équivalent d'un inverseur mécanique. Un niveau logique 0 sur l'entrée « commande » établit une liaison bidirectionnelle entre les bornes « commun » et « position A ». Un niveau 1 autorisera la liaison « commun » → « position B ». ■



CMOS 4029

Le circuit intégré 4029 se compose d'un compteur-décompteur synchrone binaire/décimal, 4 bits.

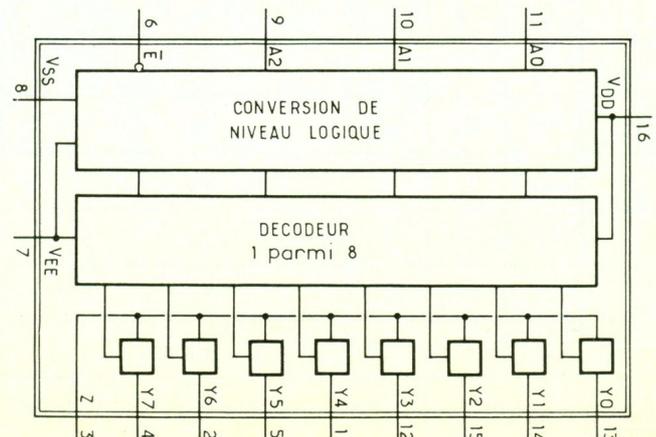
On retrouve les entrées/sorties suivantes :

- CP : entrée horloge, sensible sur les fronts montants.
  - CE : entrée de validation de comptage. Un niveau haut sur cette broche bloque les opérations de comptage/décomptage.
  - TC : sortie de report (retenue), active à l'état bas.
  - BIN/DEC : modes binaire/décimal. Un état logique haut impose un fonctionnement en base 10 (décimal) tandis qu'un état bas implique l'utilisation de la base 16 (binaire).
  - UP/DN : modes comptage/décomptage. Un état logique haut définit le circuit en compteur tandis qu'un état bas le place en décompteur.
  - PL : entrée de chargement parallèle. Indépendamment des signaux d'horloge un niveau haut en PL permet le chargement asynchrone des informations présentes sur P<sub>0</sub> à P<sub>3</sub>.
  - P<sub>0</sub> à P<sub>3</sub> : entrées de données parallèles.
  - O<sub>0</sub> à O<sub>3</sub> : sorties bufferisées du compteur.
- A noter que la sortie TC (retenue), normalement à l'état haut, change d'état lorsque le CD 4029 atteint sa position maximale en mode comptage - UP - (soit 9 → déc ou 15 → bin) ou la position 0 en mode décomptage - DOWN - à condition que l'entrée CE soit à l'état logique 0. ■

CD 4051

Le CD 4051 intègre un multiplexeur/démultiplexeur 8 voies de type analogique. Son fonctionnement reste comparable à celui d'un rotacteur mécanique comprenant un commun et 8 entrées-sorties, représentés ci-après.

- Ce circuit se compose de 8 interrupteurs bidirectionnels identiques à ceux que l'on rencontre dans un CD 4066, ayant chacun une extrémité raccordée sur une borne d'entrée/sortie Y<sub>0</sub> à Y<sub>7</sub> et l'autre extrémité connectée à une broche commune Z.
- Selon le code appliqué sur les entrées d'adressage, A<sub>0</sub>-A<sub>1</sub>-A<sub>2</sub>, une liaison analogique bidirectionnelle s'établit entre Z et la borne de sortie concernée. Les autres interrupteurs à cet instant présentent une haute impédance.



CMOS 4016 et 4066

Compatibles broche à broche, les circuits 4016 et 4066 contiennent quatre interrupteurs analogiques indépendants.

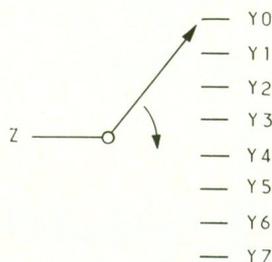
Chaque commutateur comprend deux bornes d'entrée/sortie notées Y et Z, ainsi qu'une entrée logique de validation repérée E.

● Lorsque l'on établit un niveau logique bas en E le commutateur se bloque. L'impédance entre Y et Z devient très importante.

● Lorsque l'on présente un niveau logique haut en E on active le commutateur, réalisant ainsi une liaison bidirectionnelle (analogique), de faible impédance.

Caractéristiques des CMOS 4016 et 4066 :

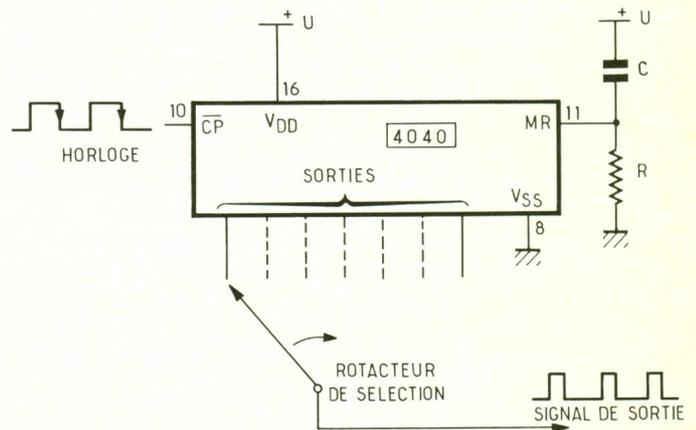
Elles se différencient principalement par la valeur de la résistance ON (Y → Z), le 4066 présentant des résultats bien meilleurs. Dans les deux cas, R<sub>ON</sub> restera liée à la tension d'alimentation du circuit intégré : lorsque U augmente, R diminue, et inversement.



CD 4040

Application

Le 4040 trouvera son utilisation dans des circuits temporisateur ou diviseur de fréquence. Le schéma ci-après l'illustre simplement. L'entrée CP reçoit le signal dont on souhaite diviser la fréquence. La broche Mr a été connectée à un circuit RC, fournissant à chaque mise sous tension une brève impulsion positive. Celle-ci remet à zéro les étages du compteur. Suivant le taux de division désiré, on positionnera le rotateur sur l'étage de sortie correspondant. ■



CD 4051

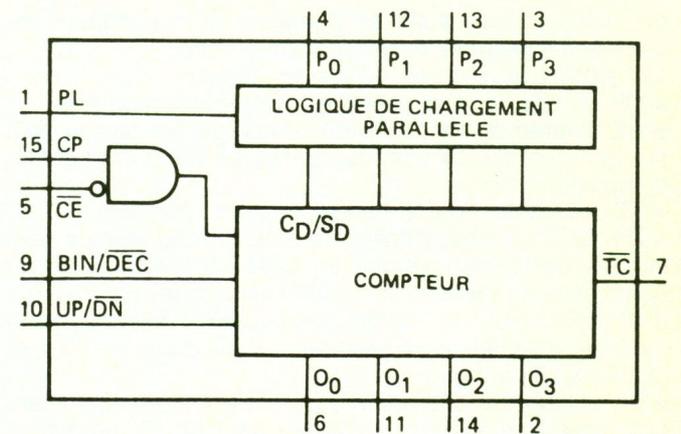
● Les tensions d'entrées/sorties en Y<sub>0</sub> à Y<sub>7</sub> ainsi que Z pourront varier entre V<sub>dd</sub> et V<sub>ee</sub>. La fourchette V<sub>dd</sub>-V<sub>ee</sub> ne peut excéder 15 V.

L'utilisation du CD 4051 en multiplexeur-démultiplexeur impose de relier V<sub>ee</sub> à V<sub>ss</sub>. ■

Entrées				Voie en fonction
E	A <sub>2</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	
L	L	L	L	Y <sub>0</sub> → Z
L	L	L	H	Y <sub>1</sub> → Z
L	L	H	L	Y <sub>2</sub> → Z
L	L	H	H	Y <sub>3</sub> → Z
L	H	L	L	Y <sub>4</sub> → Z
L	H	L	H	Y <sub>5</sub> → Z
L	H	H	L	Y <sub>6</sub> → Z
L	H	H	H	Y <sub>7</sub> → Z
H	X	X	X	aucune

H = état logique haut, L = état logique bas, X = état quelconque

CMOS 4029



PL	BIN/DEC	UP/DN	CE	CP	Mode de fonctionnement
H	X	X	X	X	chargement parallèle
L	X	X	H	X	sans changement
L	L	L	L		décomptage décimal
L	L	H	L		comptage décimal
L	H	L	L		décomptage binaire
L	H	H	L		comptage binaire

H = état haut, L = état bas, X = état indifférent.

**Astable de base, à 555**

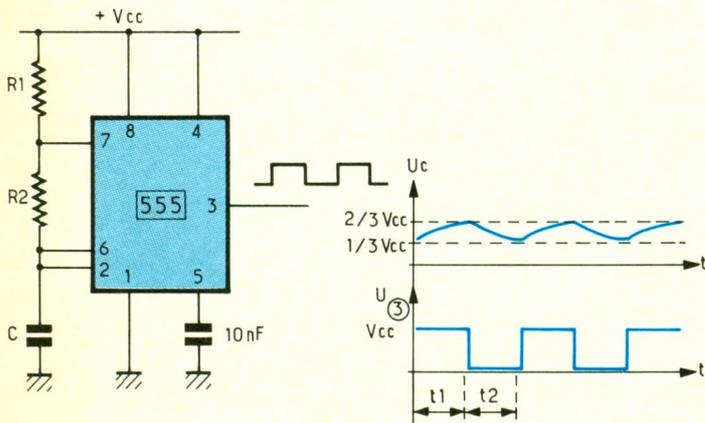
Le circuit délivre des signaux carrés sur la sortie repérée 3. La borne 4 de R.A.Z. (remise à zéro) étant reliée au + V<sub>cc</sub>, le montage oscille continuellement (oscillateur libre). Un niveau logique 0 sur la broche 4 fige la sortie à un état haut. La fréquence des signaux vaut :

$$f = \frac{1}{0,693 \cdot (R_1 + 2 R_2) \cdot C}$$

et le rapport cyclique

$$\alpha = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{R_a + R_b}{R_a + 2 \cdot R_b} = \frac{\text{durée niveau haut}}{\text{période}}$$

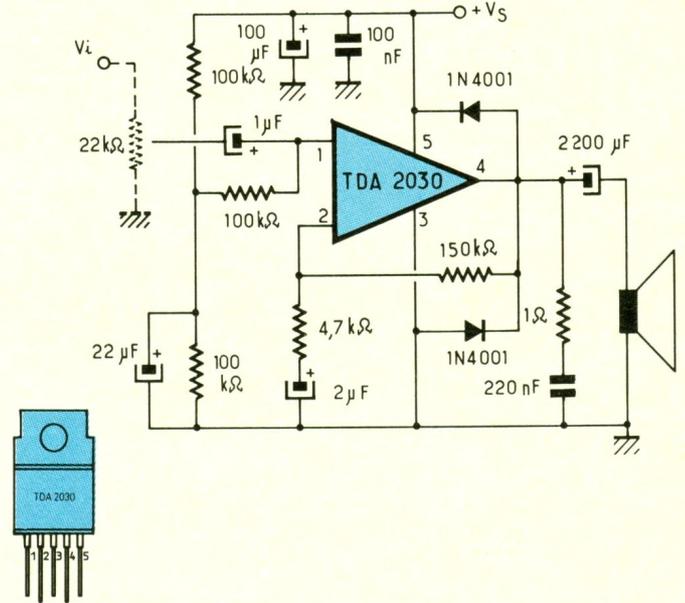
Dans cette configuration, le rapport cyclique reste difficile à imposer car t<sub>1</sub> et t<sub>2</sub> sont liés.



**Le TDA 2030**

Cet amplificateur HiFi fonctionne en classe A.B. Sa structure le protège contre les courts-circuits et les échauffements.

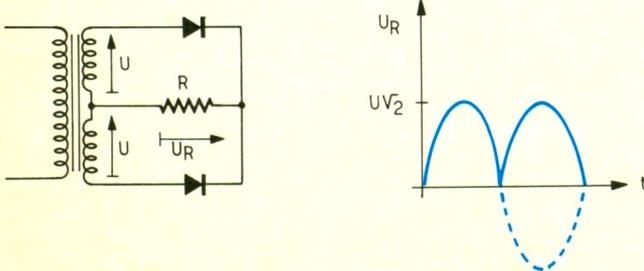
Il peut fournir jusqu'à 20 W et s'alimente entre ± 6 V et ± 18 V. Le taux de distorsion ne dépasse pas 0,5 %, ce qui lui confère un excellent rapport qualité-prix. On retrouve sur les bornes 1 à 5 de cet A.O.P. de puissance, les entrées e +, e -, - V, sortie, + V.



**Redressement bi-alternance/ en va-et-vient**

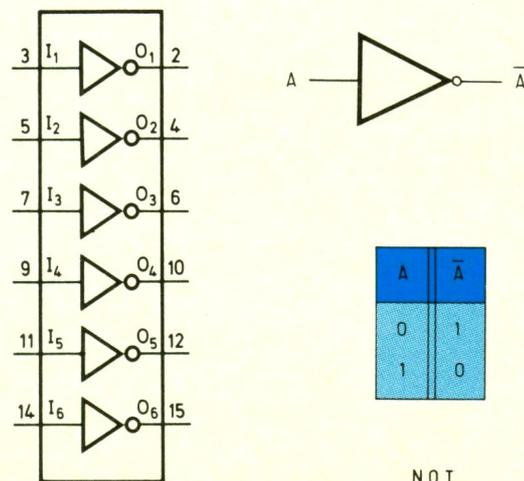
Ce type de redressement trouve tout son intérêt dans le cas où la tension de sortie des enroulements secondaires du transformateur reste faible (ex. : 2 x 6 V). En effet, en insérant une seule diode par alternance, la chute de tension produite n'est que de 0,6 V (pour une diode au silicium) contre 2 x 0,6 V dans un pont de Graëtz. On économise, de plus, deux semi-conducteurs.

Cependant, la tension inverse appliquée sur chacun des éléments atteint - 2 x U<sub>efficace</sub> x √2, soit - 2,828 . U<sub>eff</sub>.



**Porte NON ou NOT**

Cette fonction est appelée communément inverseur. Le niveau logique appliqué en entrée est « inversé » sur la sortie. La complémentarité est indiquée sur le symbole par le cercle situé sur la sortie et par la barre sur le A. Les CMOS 4049 et 4069 comportent 6 inverseurs (de puissance pour le premier).

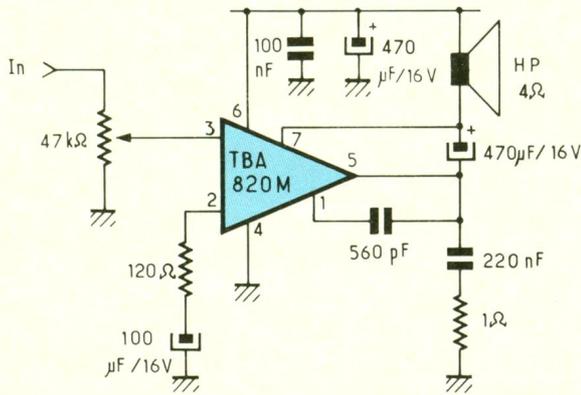


**Le TBA 820M**

Le TBA 820M est un amplificateur de puissance, livré en boîtier DIL 8 broches. De classe B, il peut délivrer jusqu'à 2 W sous 12 V, avec un haut-parleur d'impédance 8 Ω. Alimentable entre 3 et 16 V, il se prête alors à nombre d'applications : radio portables, magnétophones, etc.

**Caractéristiques**

- tension de service 3 à 16 V
- puissance : 12 V/8 Ω ..... 2 W  
9 V/4 Ω ..... 1,6 W  
9 V/8 Ω ..... 1,2 W
- amplification : 75 dB
- impédance de sortie ..... 4 à 8 Ω
- courant de sortie en crête ..... 1,5 A
- distorsion à 1 kHz ..... 0,4 %  
10 kHz ..... 0,8 %



**Astable à fréquence fixe et à rapport cyclique variable (555)**

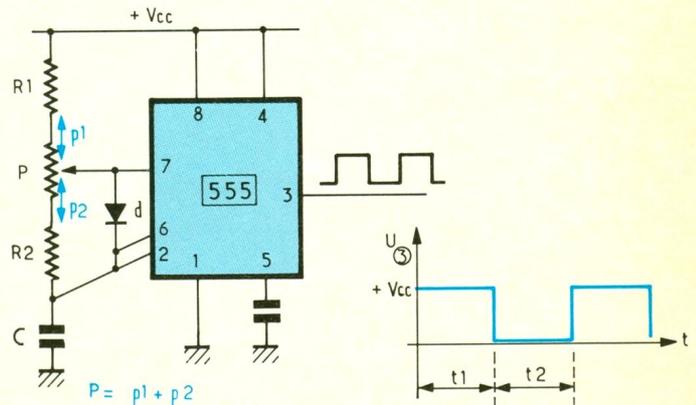
Le circuit délivre des signaux carrés sur la sortie repérée 3. La diode d, du type 1N4148, 1N914... court-circuite « p<sub>2</sub> + R<sub>2</sub> » à la charge de C, si bien que l'on obtient : t<sub>1</sub> = 0,693 . (R<sub>1</sub> + p<sub>1</sub>) . C et t<sub>2</sub> = 0,693 . (R<sub>2</sub> + p<sub>2</sub>) . C d'où une fréquence d'oscillation :

$$f = \frac{1}{0,693 \cdot (R_1 + R_2 + P) \cdot C}$$

et un rapport cyclique

$$\alpha = \frac{R_1 + p_1}{R_1 + p_1 + R_2 + p_2} = \frac{R_1 + p_1}{R_1 + R_2 + P}$$

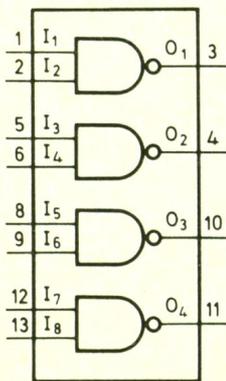
variant entre  $\frac{R_1}{R_1 + R_2 + P}$  et  $\frac{R_1 + P}{R_1 + R_2 + P}$ .



**Porte NON ET ou NAND**

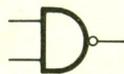
Cette porte est le complément de l'opérateur AND. Elle peut être symbolisée par la mise à la suite d'une porte AND et d'une porte NOT : on retrouve sur le symbole un cercle indiquant la complémentarité.

On dispose en CMOS d'opérateurs NAND à 2 entrées (4011), 3 entrées (4023), 4 entrées (4012) et 8 entrées (4068).



$$S = \overline{A \cdot B}$$

NAND

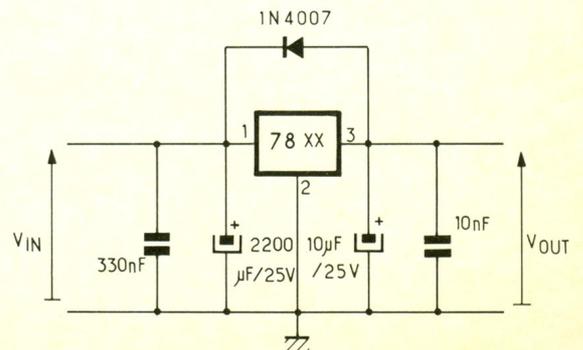


A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

**Régulation de tension à l'aide de 78XX**

Les régulateurs de la série 78XX (tensions positives) restent très usités. Avec quelques éléments périphériques, ils permettent de réaliser des alimentations régulées et protégées, avec des performances somme toute correctes.

Afin d'obtenir un bon fonctionnement, un filtrage adéquat reste nécessaire. La capacité de 2 200 μF sur le schéma lisse le signal V<sub>in</sub> provenant d'une source alternative. Le condensateur de 10 μF constitue un réservoir temporaire d'énergie, utile lors d'appels brusques de courant. Les valeurs de 330 nF et 10 nF ont été choisies afin de réaliser un découplage de l'ensemble.



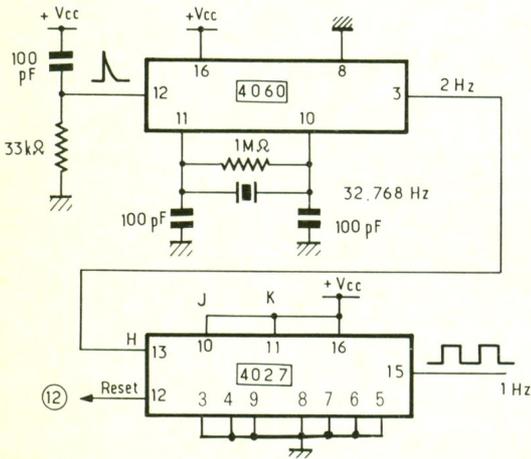
Base de temps 1 Hz à quartz

Le CMOS 4060 intègre un oscillateur et un compteur-diviseur de 14 étages.

L'oscillateur dans la version proposée est piloté par un quartz, apportant stabilité et précision.

A la mise sous tension, un réseau R-C remet à zéro l'ensemble des diviseurs. Le comptage débute ensuite. On relève alors sur la sortie (3), le dernier étage du 4060, un signal de fréquence :

$$\begin{aligned} f &= f_{\text{quartz}}/2^{14} \\ f &= 32.768 \text{ Hz}/16.384 \\ f &= 2 \text{ Hz} \end{aligned}$$



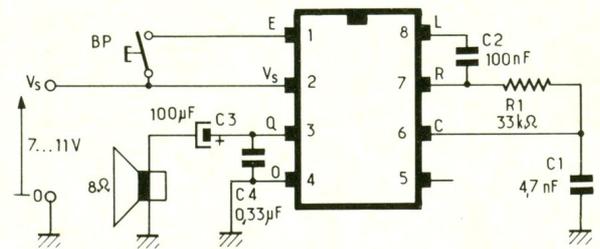
A SAB 600

Ce circuit fabriqué par SIEMENS produit une série de trois notes successives, riches en harmoniques, tel un carillon. La hauteur des notes reste fonction de la valeur de R<sub>1</sub>-C<sub>1</sub>-C<sub>2</sub>.

Grâce à un amplificateur intégré de 160 mW, la sortie audio peut directement piloter un haut-parleur de 8 Ω, via une capacité de liaison de 100 μF.

Si nécessaire, on pourra ajouter en aval un amplificateur de puissance supérieure, type TDA 2030.

Pour finir, le circuit dispose d'une entrée de déclenchement (reliée au poussoir) munie d'un trigger interne, évitant ainsi les déclenchements intempestifs.

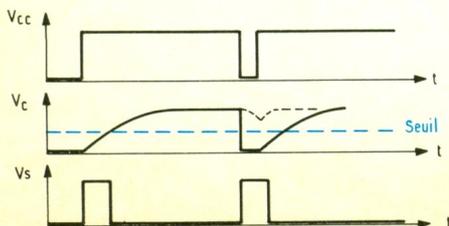
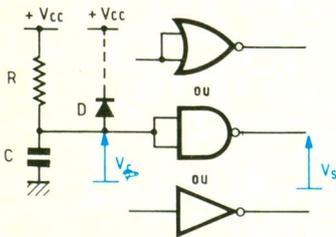


La mise sous tension de systèmes logiques provoque une période transitoire où les niveaux des sorties se fixent aléatoirement.

Un circuit d'initialisation devient alors nécessaire pour attaquer les entrées de RAZ (Remise A Zéro), ad hoc.

Le schéma proposé utilise un circuit R-C se chargeant à la mise sous tension. Une porte logique en aval retranscrit ensuite les niveaux du signal : V<sub>c</sub> < V<sub>seuil</sub> ⇒ V<sub>s</sub> = niveau 1, V<sub>c</sub> > V<sub>seuil</sub> ⇒ V<sub>s</sub> = niveau 0.

Lors de microcoupures de l'alimentation, l'absence de D empêche toute RAZ (pointillés) car le condensateur C n'a pas le temps de se décharger.



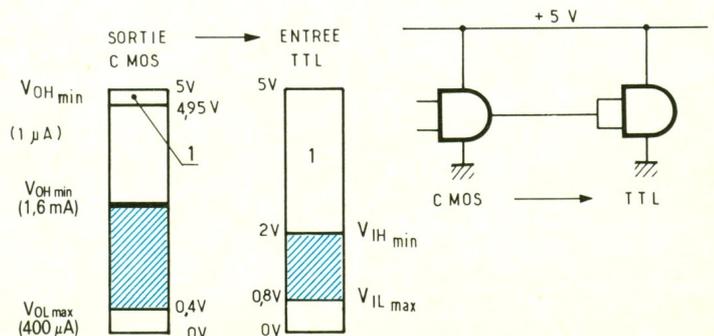
CMOS → TTL

Les problèmes de liaison entre différentes familles de circuits logiques se résument en termes de compatibilité de niveaux logiques.

Concernant la connexion CMOS → TTL, il y a **compatibilité**.

En effet, une entrée TTL considère pour état bas une tension ne dépassant pas 0,8 V. Le courant d'entrée n'excédant pas - 400 μA, la tension en sortie du CMOS atteindra 0,4 V.

De même, une entrée TTL considérera pour état haut une tension supérieure à 2 V. Le courant d'entrée n'excédant pas + 1,6 mA, la tension en sortie du CMOS atteindra ≈ 2,5 V.



A SAB 600

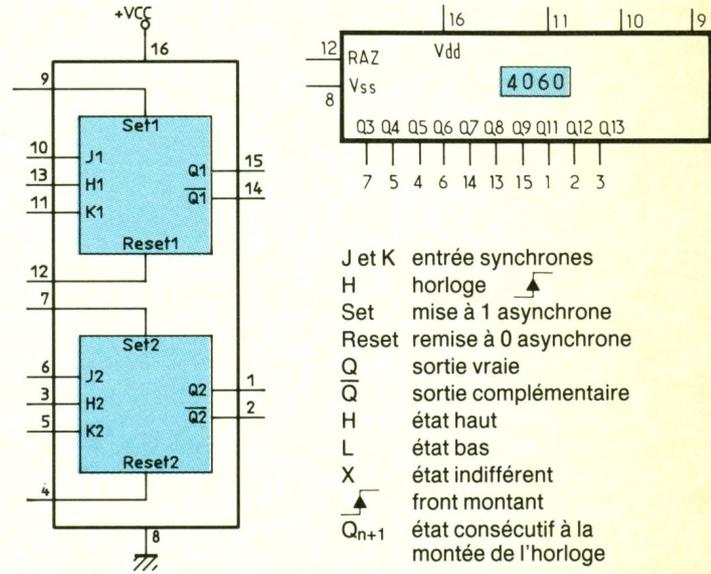
	Mini	Maxi
Tension d'alimentation	7 V	11 V
f d'oscillation au point C (schéma)	6 kHz	100 kHz
Impédance HP	7 Ω	
Courant consommé en début de mélodie		90 mA
Courant consommé en fin de mélodie		35 mA
Courant de repos		10 μA
Puissance de sortie (3 <sup>e</sup> note, Z = 8 Ω)	0,16 W typique	
Tension de déclenchement en E (schéma)	1,5 V	
Valeur de R <sub>1</sub>	10 kΩ	100 kΩ

Base de temps 1 Hz à quartz

Une dernière division s'impose alors. Une bascule J-K contenue dans un CMOS 4027 sera montée en diviseur par 2.

Pour ce faire, on portera J et K au potentiel + V<sub>CC</sub>, et on appliquera les signaux de fréquence 2 Hz sur l'entrée horloge (H). La sortie Q présentera alors des créneaux de fréquence 1 Hz et de rapport cyclique 50 %.

Pour finir, on devra porter obligatoirement les entrées de la seconde bascule contenue dans le 4027, lorsqu'elle sera non utilisée, à un potentiel (soit + V<sub>CC</sub>, soit la masse) sous peine de détruire le circuit.

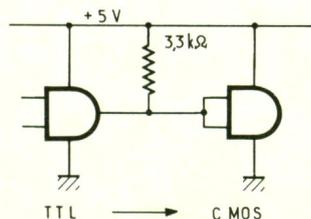
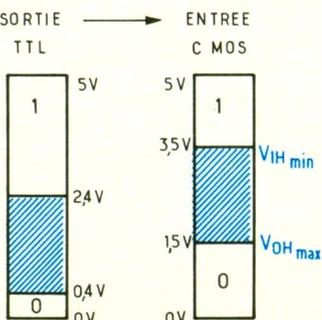


TTL → CMOS

Une sortie TTL présente pour niveau bas une tension n'excédant pas 0,4 V et pour niveau haut une tension supérieure à 2,4 V.

Il y aura donc **incompatibilité** lors de la transmission d'un niveau logique 0, car une entrée CMOS considère toute tension inférieure à 1,5 V comme niveau bas, ce qui peut correspondre à la zone incertaine du TTL (hachurée). Cependant, lors de la transmission d'un niveau haut, aucun problème ne se posera.

La solution globale consiste à installer une résistance de tirage entre les deux portes.



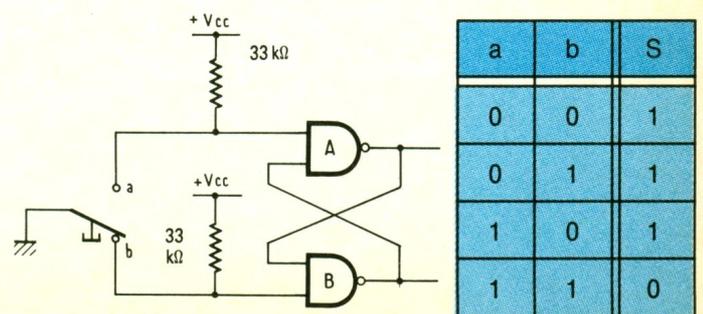
Anti-rebonds

Le traditionnel bouton-poussoir présente l'inconvénient, lorsqu'il est manipulé, de générer de multiples coupures dues au rebondissement mécanique de ses lamelles.

Cela devient extrêmement gênant lorsque l'on attaque un étage logique. Aussi est-il nécessaire d'interfacer. Le circuit proposé constitue une bascule à portes NAND et nécessite un B.P. inverseur.

Au repos, comme l'entrée (b) reste portée à la masse (0), la sortie B affiche obligatoirement 1 (voir table de vérité). A forme le complément. Lors de l'action de B.P., il faudra attendre le contact en (a) pour basculer le système (entre (a) et (b), B = 1). L'opération reste valable pour le relâchement du poussoir.

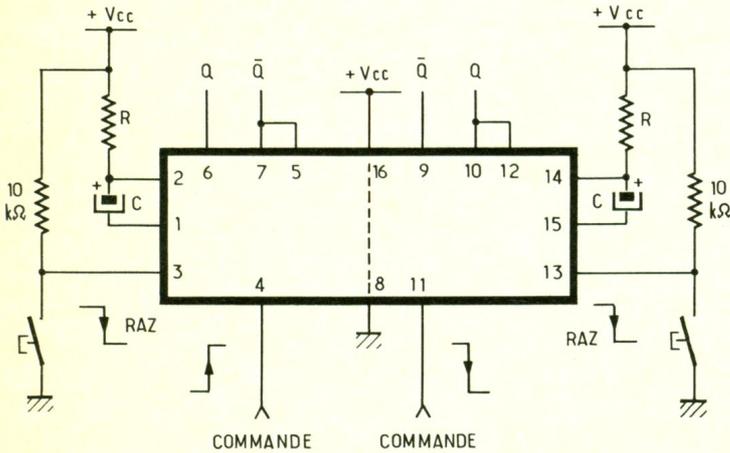
On obtient ainsi des impulsions disposant de fronts raides et exemptés d'impulsions parasites.



CMOS 4538

Le circuit intégré 4538 comporte deux multivibrateurs monostables. Chacun peut être déclenché sur front montant (partie gauche du schéma) ou sur front descendant (partie droite du schéma). Une entrée de RAZ (remise à zéro), prioritaire, peut être stimulée sur front descendant. Les deux versions présentées sont configurées en version non redéclenchable. La largeur de l'impulsion peut varier entre 10 μs et « l'infini ». Sa valeur sera égale au produit R x C.

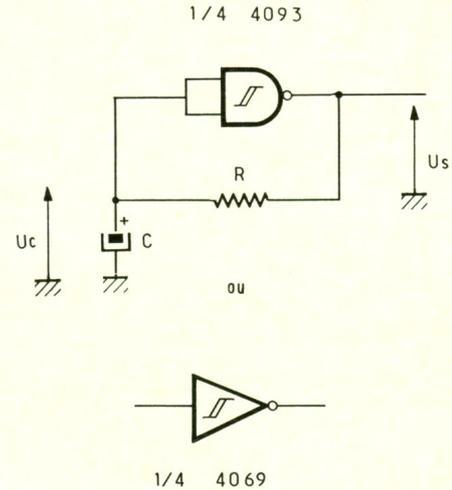
R > 5 kΩ  
C > 2 nF



A porte trigger

Une porte trigger comporte une ou des entrées disposant de deux seuils de basculement. Partons de l'instant où  $U_s = 1$  (+ Vcc). C se charge à travers R jusqu'à atteindre le seuil haut. La porte bascule dès lors, et un niveau 0 apparaît en sortie ( $U_s = 0$  V). C se décharge alors à travers R jusqu'à atteindre le seuil bas, lors duquel la porte rebasculera... On peut donner pour une alimentation de 5 V :  $t_1 = 0,39 \cdot R \cdot C$  et  $t_2 = 0,41 \cdot R \cdot C$

$$\Rightarrow f = \frac{1}{0,8 R \cdot C}$$



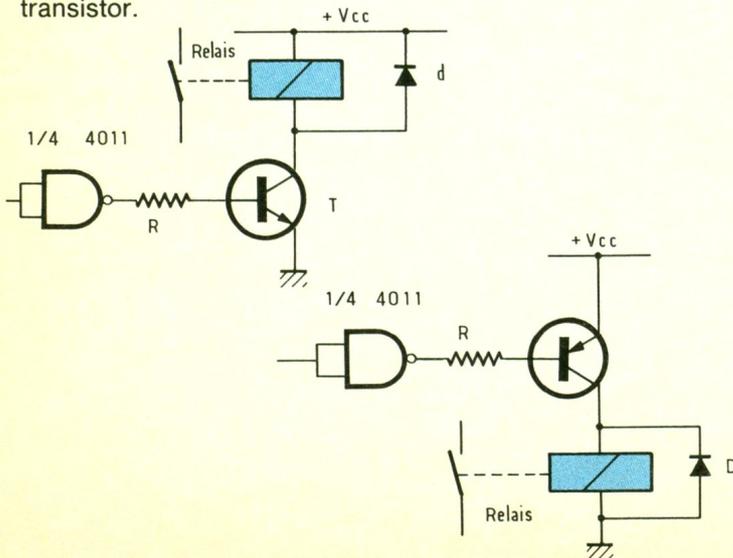
CMOS → Relais

On caractérise souvent le relais d'universel car il procure un isolement galvanique entre la commande et l'utilisation. Par l'intermédiaire d'un transistor, on pourra facilement en piloter un, à partir d'une sortie logique de CI.

Lorsque la commande s'effectue sur niveau haut, on utilisera un transistor NPN.

Sur un niveau bas, on fera appel à un PNP.

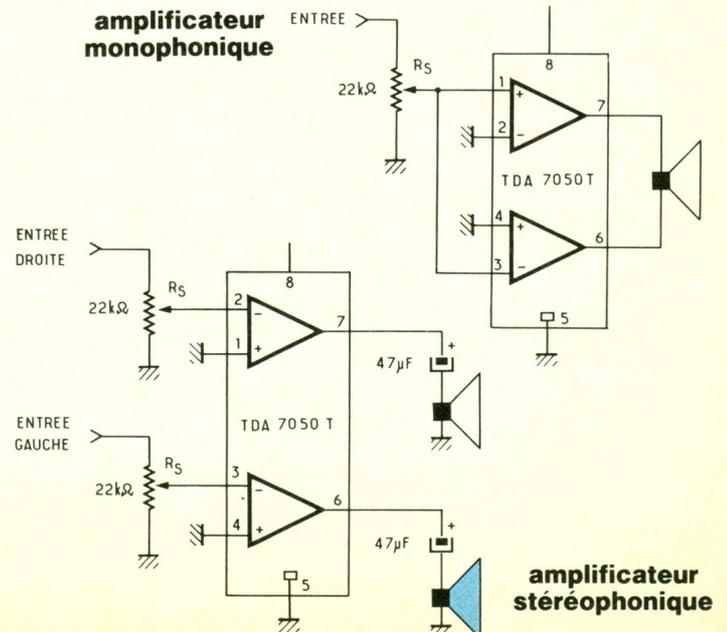
Dans les deux cas, une diode s'insérera en parallèle sur la bobine afin d'éliminer les surtensions apparaissant au décollage du relais. Celles-ci peuvent, en effet, détruire le transistor.



Le TDA 7050 T

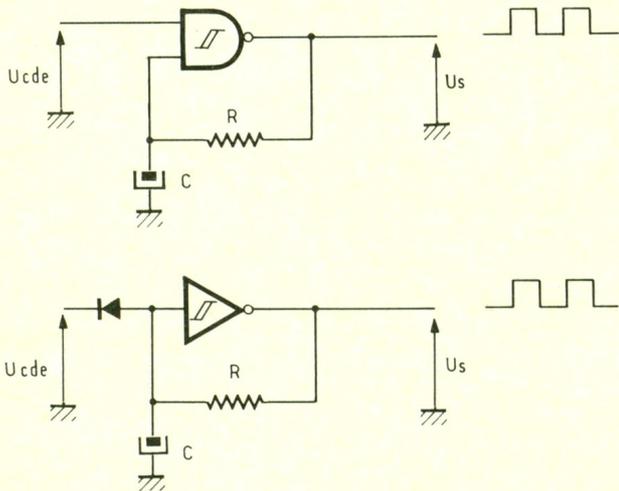
Ce circuit est un double amplificateur audio, ayant la particularité de fonctionner sous une faible tension pouvant aller de 1,6 V à 6 V.

Deux versions sont ici présentées. La première constitue un amplificateur monophonique constitué d'un pont. Ce procédé permet de doubler la tension aux bornes de la charge, et ainsi de quadrupler la puissance délivrée.



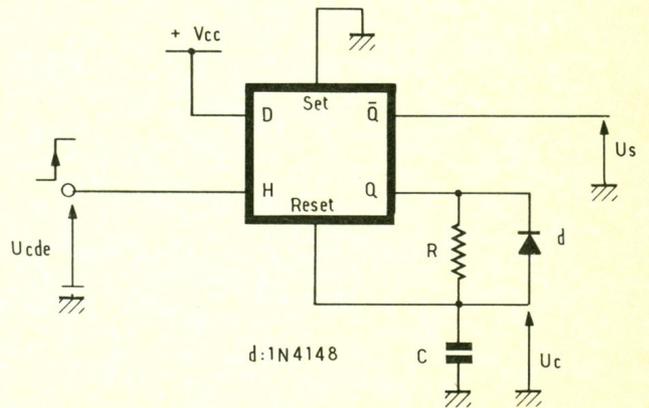
**Commandé à porte trigger**

Le premier multivibrateur se commande directement par l'intermédiaire d'une des entrées de la porte NAND. Sur un niveau logique haut, le montage oscille. Sur un niveau bas, l'oscillateur reste bloqué. Comme au moins l'une des entrées est à 0, la sortie de la porte NAND demeure à un niveau haut. Le second oscillateur fonctionne également sur niveau haut (D bloqué). Lorsque l'on présente un 0, la diode conduit. Le condensateur étant court-circuité, la sortie présente un niveau haut (1).



**A bascule D**

Au repos, la sortie Q est à l'état bas → U<sub>s</sub> = 0 V. Le condensateur étant déchargé, U<sub>c</sub> est nulle. Lors d'un front montant de U<sub>cde</sub>, Q passe à un niveau haut, car l'entrée D se trouve connectée au + V<sub>cc</sub>. C se charge alors à travers la résistance R jusqu'à atteindre le seuil de basculement de l'entrée Reset. Lors du franchissement de celui-ci, Q retourne à un état bas. C se décharge alors de façon quasi instantanée à travers la diode D. Le monostable peut ainsi être redémarré de suite. A noter que cet ensemble constitue un système non redéclenchable.



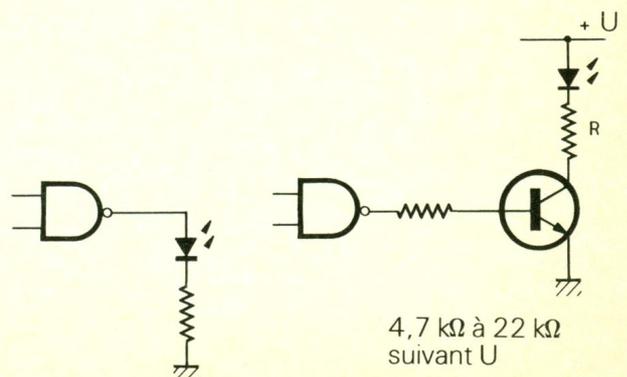
**Le TDA 7050 T**

Alimentation	De 1,6 V à 6 V
Courant de repos	inférieur à 4 mA
Impédance d'entrée	> 1 MΩ en mono - > 2 MΩ en stéréo
Gain en mono (montage en pont)	32 dB
Gain en stéréo (par voie)	26 dB
Puissance en mono pour R <sub>L</sub> = 64 Ω	150 mW (V <sub>p</sub> = 4,5 V/dist. = 10 %)
Puissance en stéréo pour R <sub>L</sub> = 32 Ω	75 mW (V <sub>p</sub> = 4,5 V/dist. = 10 %)
Bruit en sortie (en version mono)	140 μVrms (R <sub>s</sub> = 5 kΩ/f = 1 kHz)
Bruit en sortie (en version stéréo)	100 μVrms (R <sub>s</sub> = 5 kΩ/f = 1 kHz)

**CMOS → LED**

Il est très souvent utile de disposer d'un témoin lumineux indiquant l'état logique d'une sortie. Celle-ci, en CMOS, est considérée à l'état haut lorsqu'elle présente une tension comprise entre 70 % et 100 % de la tension d'alimentation par rapport à un état bas correspondant à une tension comprise entre 0 et 30 % de U<sub>alimentation</sub>. Lorsque la sortie testée n'attaque pas une autre entrée logique, on pourra connecter directement une LED, via une résistance. Dans le cas contraire, on interfacera le circuit à l'aide d'un transistor travaillant en commutation. Ainsi, pour une LED rouge,

$$R = \frac{U - 1,6 V}{0,015 A}$$



4,7 kΩ à 22 kΩ suivant U

## LE NE564

Il se compose d'une boucle à verrouillage de phase et d'un VCO fonctionnant jusqu'à 50 MHz. Il autorise donc la conception de modulateurs-démodulateurs FM sur des supports tels que la fibre optique. Les domaines d'application résident dans la transmission de signaux audio, numériques ou vidéo. Le NE564 fonctionne avec une plage de tension pouvant aller de 5 à 12 V avec une consommation maximale de 50 mA. Il offre une sensibilité minimale de 20 mV pour une tension de sortie analogique de 100 mV lorsque la déviation de fréquence à l'entrée vaut 10 % de  $f_0$ . La fenêtre de verrouillage est de 20 % autour de la fréquence déterminée par les éléments  $R_C$  et  $C_1$ , tels que  $f_0 = 1/R_C \cdot 16 \cdot C_1$  avec  $R_C = 100 \Omega$ .

**Caractéristiques :**

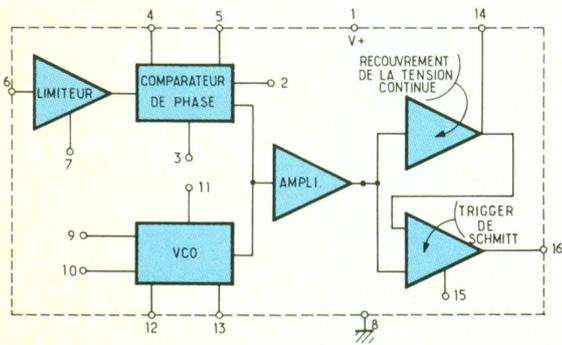
Tension : de 5 à 12 V.

Consommation : 50 mA au maximum.

Fréquence d'utilisation : 50 MHz au maximum.

Sensibilité d'entrée : 20 mV efficaces.

Tension de sortie : 100 mV efficaces.

Fenêtre de verrouillage :  $\pm 20 \%$ .

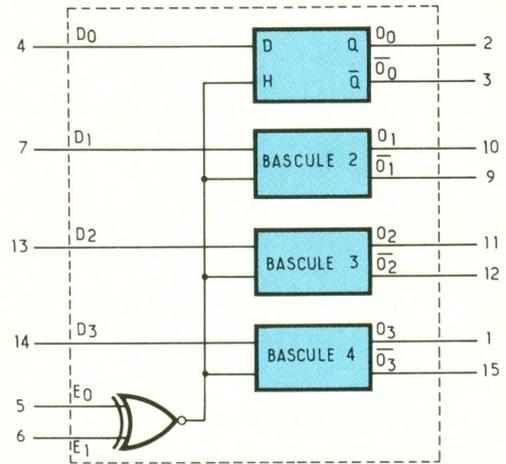
## Quadruple verrou D 4042

Le circuit intégré 4042 se constitue d'un verrou 4 bits. Il trouvera son application comme mémoire tampon ou en registre de maintien.

Il comporte quatre entrées de données, repérées  $D_0$  à  $D_3$ , 4 sorties bufférisées ( $O_0$  à  $O_3$ ), complémentarisées par quatre autres sorties ( $\bar{O}_0$  à  $\bar{O}_3$ ) puis deux entrées de validation communes, raccordées à une porte NOR exclusif.

Le transfert des données présentes en  $D_0$  à  $D_3$  ne s'opère que lorsque  $E_0$  et  $E_1$  se retrouvent à l'état haut ou à l'état bas, et ce, de façon simultanée. La copie des entrées  $D_0$  à  $D_3$  vers  $O_0$  à  $O_3$  s'opère tant que  $E_0$  et  $E_1$  restent dans le même état (transparence du circuit).

Lorsque les états logiques en  $E_0$  et  $E_1$  redeviennent différents, les données présentes en  $O_0$  à  $O_3$  (ainsi qu'en  $\bar{O}_0$  à  $\bar{O}_3$ ) se figent (verrouillage). ■



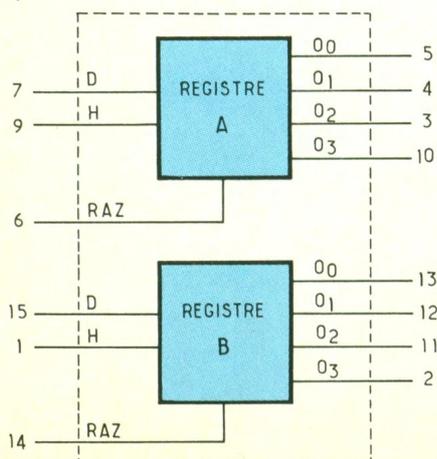
## Double registre à décalage 4 bits 4015

Utilisé fréquemment en convertisseur série  $\rightarrow$  parallèle, le CMOS 4015 comporte deux registres à décalage statiques.

Chacun intègre une entrée de données série (D), une entrée de remise à zéro prioritaire (RAZ), une entrée d'horloge sensible sur front montant (H) et quatre sorties parallèles  $O_0$  à  $O_3$ , bufférisées.

Sur chaque front montant en H, les données présentes en D sont chargées dans la première position du registre et toutes les données contenues, décalées d'une position vers la droite.

Si MR (entrée asynchrone) passe à l'état haut, le registre est remis à zéro et  $O_0$  à  $O_3$  forcées à l'état bas, et ce, de façon indépendante vis-à-vis de H et de D. ■



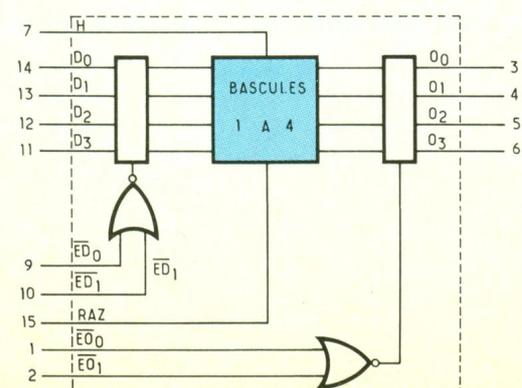
## Quadruple registre type D avec sortie 3 états 4076

Le CMOS 4076 se compose de quatre bascules type D, déclenchées sur les fronts montants de l'horloge H. Il comporte quatre entrées de données ( $D_0$  à  $D_3$ ), deux entrées de validation de données  $ED_0$  et  $ED_1$ , une entrée de RAZ asynchrone, prioritaire, quatre sorties 3 états  $O_0$  à  $O_3$ , deux entrées de validation des sorties,  $EO_0$  et  $EO_1$ .

Sur un front montant en H, les données présentes en  $D_0$  à  $D_3$  sont stockées dans les bascules, si  $ED_0$  et  $ED_1$  sont tous les deux à l'état bas.

De même, lorsque  $EO_0$  et  $EO_1$  sont simultanément à l'état 0, les données présentes dans les bascules sont transférées sur les sorties  $O_0$  à  $O_3$ . Un état haut sur l'une de ces deux entrées placera les quatre sorties en haute impédance.

Un état haut sur l'entrée de RAZ remettra à zéro les quatre bascules. ■



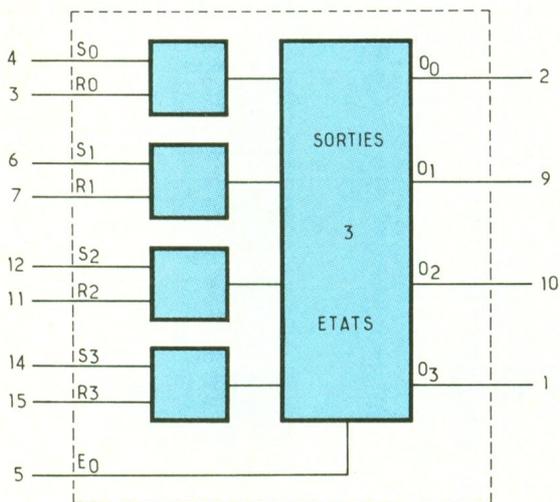
### Quadruple verrou ET-NON R/S avec sorties 3 états 4043

Le CMOS 4043 se compose de quatre verrous RIS (Reset/Set) disposant de sorties 3 états et d'une entrée commune de validation E<sub>0</sub>.

Lorsque l'on porte E<sub>0</sub> à l'état 0, les sorties passent en haute impédance (état Z = sorties isolées).

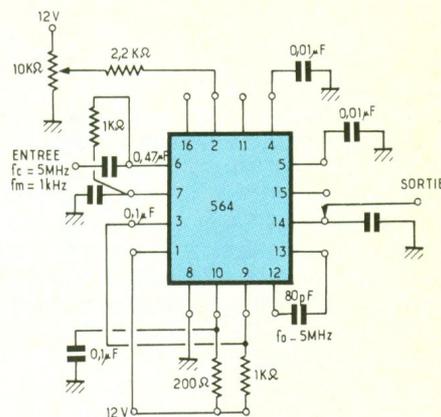
Lorsque E<sub>0</sub> est à l'état haut, la sortie d'un verrou passe à 0, lorsque l'entrée Reset passe à 1 et l'entrée Set à 0 ; ou à 1, lorsque l'entrée Set passe au niveau 1, quel que soit l'état de l'entrée Reset.

La présence d'un niveau bas en Set et Reset verrouille la sortie d'un module R/S. ■

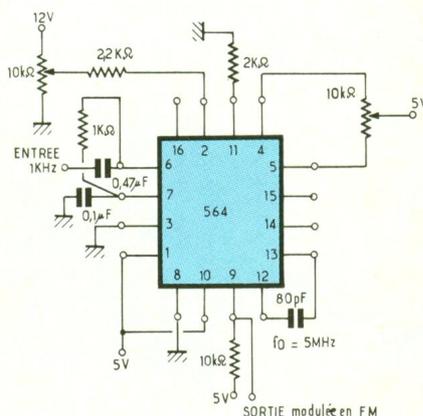


### LE NE564

Démodulateur FM



Modulateur FM



### Détermination d'un réseau LC

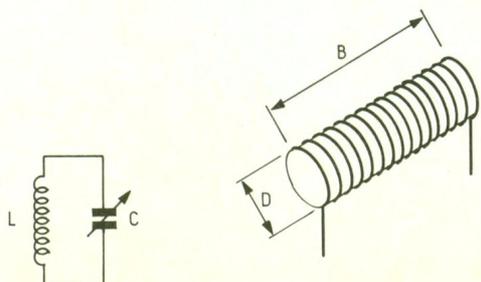
La sélection des ondes radio-électriques demande l'utilisation de circuits accordés. Souvent on bute devant leur calcul, cette fiche va guider l'amateur dans ses futures réalisations pratiques. Partant du réseau LC on sait que  $\sqrt{L \cdot C} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 = 1$ , cette formule permet de trouver L et C facilement. L'étape suivante consiste à déterminer le rapport des fréquences à couvrir. Avec un condensateur variable allant de C<sub>min</sub> à C<sub>max</sub>, on détermine

$$\left(\frac{F_{max}}{F_{min}}\right)^2 = \left(\frac{C_{max}}{C_{min}}\right)$$

Il reste à définir les caractéristiques de la bobine L, on emploie diverses formules mais la plus simple reste la suivante :

$$L_{(\mu H)} = \frac{(D)^2 \cdot (N)^2}{(100 \cdot B) + (45 \cdot D)}$$

avec D et B en centimètres et N le nombre de spires.

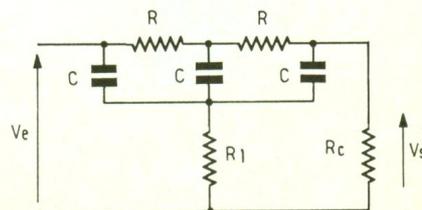


### Le filtre NOTCH ou « crevasse »

Ce filtre élimine avec une réjection de 32 dB une et une seule fréquence. Lorsque la condition R = 12 · R<sub>1</sub> est remplie, la pulsation de transmission nulle vaut :

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = \frac{\sqrt{3}}{R \cdot C}$$

La fréquence de réjection peut facilement se déplacer par la modification simultanée des trois condensateurs C. L'impédance de charge doit avoir au moins dix fois la valeur de R pour ne pas perturber le montage sélectif.



### Le MC 2833

Le MC 2833 constitue un émetteur FM à bande étroite. La puissance de sortie atteint 10 mW à 50 MHz mais il peut travailler jusqu'à 150 MHz. Il se compose d'un oscillateur à quartz ou à réseau accordé permettant de couvrir une large gamme de fréquences. Deux transistors internes peuvent être configurés en amplificateur HF. Il fonctionne à partir d'une tension de 2,8 V à 9 V, avec une consommation de courant maximale de 4 mA. Le MC 2833 comporte un préamplificateur microphonique lui permettant d'attaquer directement la réactance variable.

#### Caractéristiques

- Tension d'alimentation : 2,8 à 9 V
- Consommation : 4 mA
- Puissance de sortie : 10 mW à 50 MHz
- Gain micro : 30 dB
- Déviaton FM de l'oscillateur : 10 kHz maximum
- Bêta des transistors interne : 90 moyen

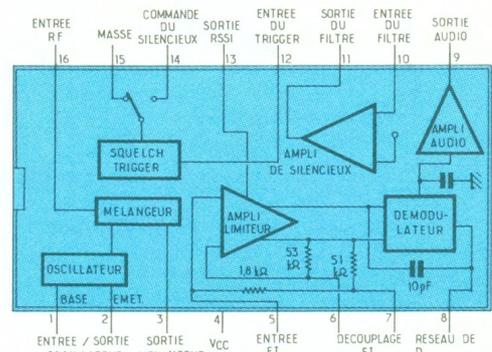
Broches	Fonctions
1	Sortie de la réactance variable
2	Découplage
3	Entrée du modulateur
4	Sortie du préamplificateur micro
5	Entrée du préamplificateur micro
6	Masse
7	Emetteur du transistor 1
8	Base du transistor 1
9	Collecteur du transistor 1
10	Alimentation
11	Collecteur du transistor 2
12	Emetteur du transistor 2
13	Base du transistor 2
14	Sortie modulée
15, 16	Oscillateur

### Le MC 3371

Ce circuit intégré forme à lui tout seul un récepteur FM à bande étroite. Il comprend un mélangeur, un oscillateur de battement, un amplificateur limiteur, le démodulateur FM, un circuit de silencieux, et un préamplificateur audio. La sensibilité du circuit vaut moins de 5 µV pour 12 dB de S/B et ce jusqu'à 100 MHz. La tension d'alimentation va de 2 à 9 V pour une consommation maximale de 5 mA. Le MC 3371 convient à toutes les applications en FM, allant du petit récepteur au téléphone sans fil. Une tension RSSI disponible donne une lecture du champ reçu sur une dynamique de 70 dB de - 90 dBm à - 20 dBm. Le schéma d'application montre une utilisation du circuit dans une chaîne FI 10,7 MHz/455 kHz.

#### Caractéristiques

- Tension d'alimentation : de 2 à 9 V
- Consommation : 5 mA maximum
- Fréquence : 100 MHz maximum
- Sortie audio : 100 mV
- Sensibilité : 5 µV pour 12 dB de S/B
- RSSI : de - 90 à - 20 dBm.

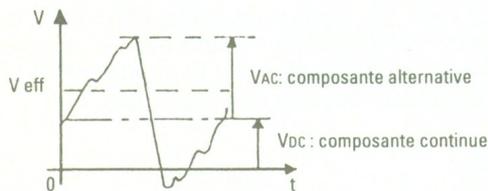


### Rappels sur le TRMS

La valeur efficace d'une tension de forme quelconque est égale à la valeur de la tension continue qui provoquerait le même échauffement dans une résistance pure donnée, dans le même temps.

#### Couplage continu :

Le multimètre mesure, en valeur efficace, la composante continue plus la composante alternative.



$$V_{eff} = \sqrt{V_{AC\ eff}^2 + V_{DC}^2}$$

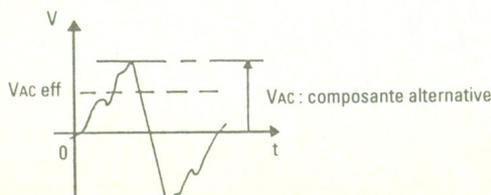
V<sub>eff</sub> = tension efficace

V<sub>AC eff</sub> = tension efficace de la composante alternative

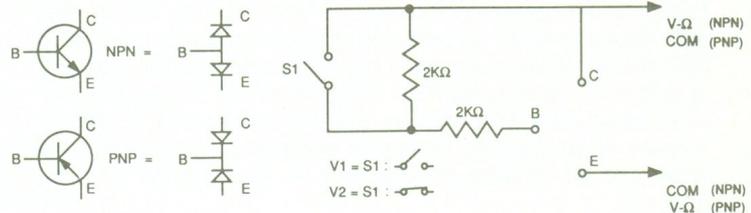
V<sub>DC</sub> = tension de la composante continue.

#### Couplage alternatif :

Le multimètre mesure, en valeur efficace, uniquement la composante alternative du signal, indépendamment de la composante continue.



### Le test des transistors



Utiliser le multimètre pour déterminer le bêta d'un transistor. Cela est réalisé en faisant un simple montage d'essai et en utilisant la fonction « test de diode » comme suit :

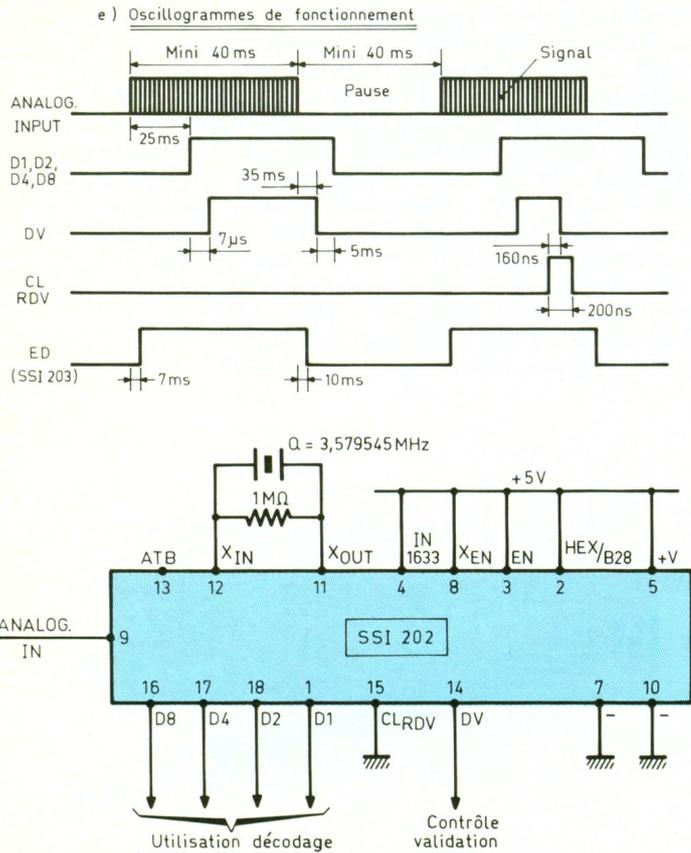
1. Avec toutes les connexions établies au montage d'essai tel qu'il est indiqué et avec le commutateur S1 ouvert, enregistrer la lecture affichée.
  - Si une indication de surcharge est obtenue, inverser les connexions reliées au multimètre.
  - Si une indication de surcharge est obtenue quelle que soit l'orientation du multimètre ou si une lecture de moins de 0,200 est obtenue, le transistor est probablement défectueux.
2. Fermer le commutateur S1 ; enregistrer la nouvelle lecture affichée.
3. Diviser 2 000 par la différence en chiffres entre les lectures obtenues aux stades 1 et 2. Le résultat obtenu est le bêta du transistor.

$$\text{Bêta} = \frac{2\ 000}{V_1 - V_2}$$

(Documentation Beckman Industrial)

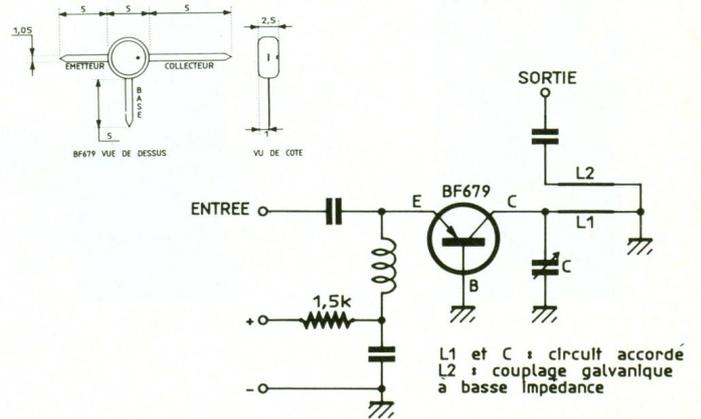


Le SSI202P

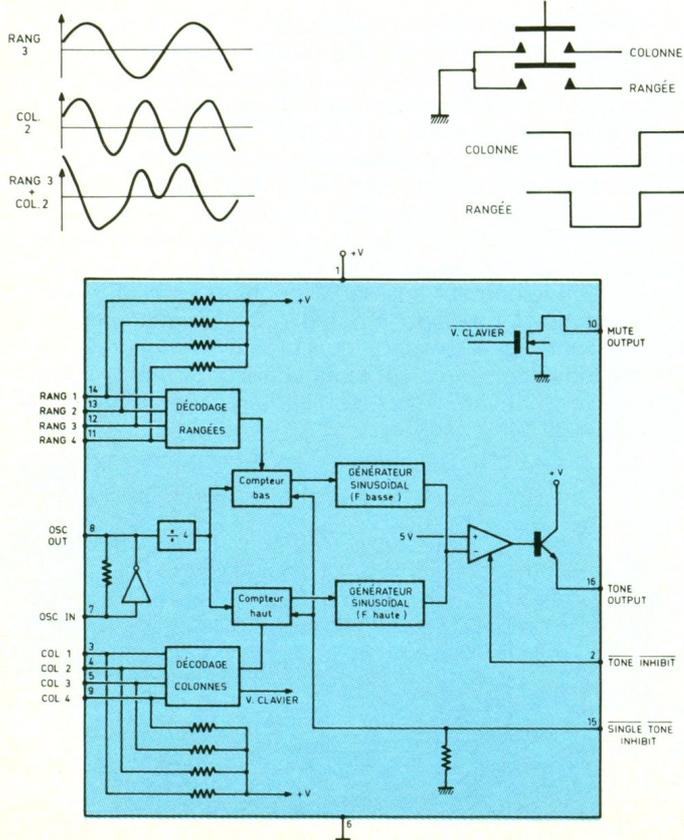


Le BF 679

Ce transistor de type PNP autorise l'amplification ou le mélange de signaux VHF et UHF dans les convertisseurs TV par exemple. Son emploi reste très facile puisque son collecteur rejoint directement la masse par l'intermédiaire d'une ligne accordée. Dans de nombreux tuners TV on retrouve ce transistor aussi bien dans l'étage mélangeur que dans l'oscillateur. Le courant de collecteur doit avoisiner 3 mA, la fréquence de coupure vaut 900 MHz, la dissipation maximale approche 170 mW et la figure de bruit ne dépasse pas 4,5 dB. Le schéma type présenté ne peut fonctionner comme tel, car la base doit être polarisée par un pont de résistances et découplée par un condensateur d'impédance faible vis-à-vis de la fréquence. La self sur l'émetteur peut tout aussi bien constituer un étage accordé. Le gain escompté peut atteindre 13 dB.

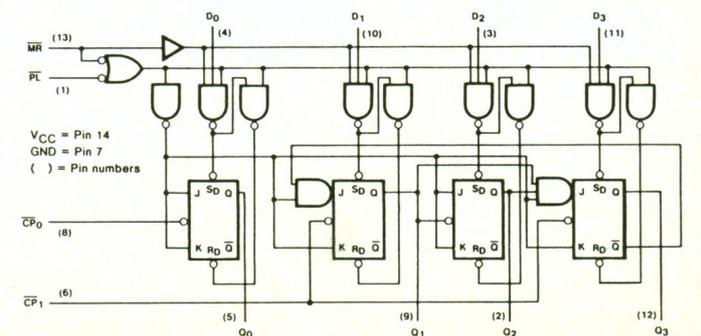


Le TCM5089



Le 74 LS 196

Ce circuit est un compteur BCD décimal sur 4 bits programmable asynchrone. Cette faculté lui permet de démarrer son comptage à partir d'un certain facteur prépositionné par les entrées parallèles  $D_0$  à  $D_3$ . Les séries « LS » montent à 30 MHz sur l'entrée  $CP_0$ , les séries « S » atteignent 100 MHz. Alimentés sous 5 V, ils consomment un courant de 25 mA et 50 mA respectivement. Un signal présent sur  $CP_0$  se retrouve divisé par 2 sur  $Q_0$  avec  $D_0$  à  $D_3$  à 0 ; de même en se présentant sur  $CP_1$ , il est divisé par 5 avec  $D_1$  à  $D_3$  à 0. Dans les deux cas, on doit mettre  $MR$  et  $PL$  à 1. Un niveau 0 sur  $PL$  charge les données  $D_0$  à  $D_3$  dans les bascules, un état 0 sur  $MR$  place toutes les sorties  $Q_0$  à  $Q_3$  à 0. Un diviseur par 10 est obtenu en plaçant  $D_0$  à  $D_3$  à 0,  $MR$  et  $PL$  à 1, on entre sur  $CP_0$ , et la sortie 90 rejoint  $CP_1$ , en sortant  $Q_2$  on a alors la fréquence d'entrée divisée par 10.



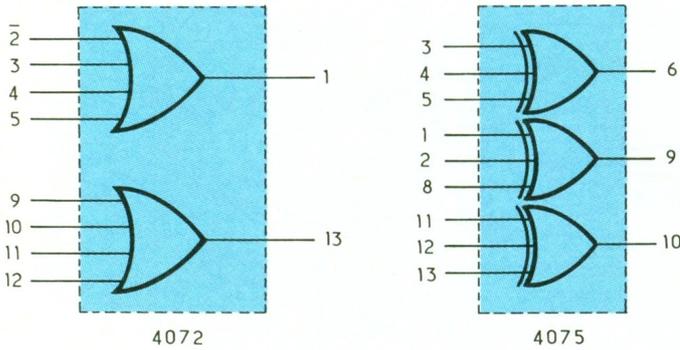
### Double et triple porte 4072 et 4075

De nombreux montages électroniques requièrent des fonctions OU.

S'il est avantageux d'employer des OU à diodes, aussi fréquemment que possible, cela devient plus délicat lorsque ces fonctions doivent s'intégrer parmi un ensemble de circuits logiques.

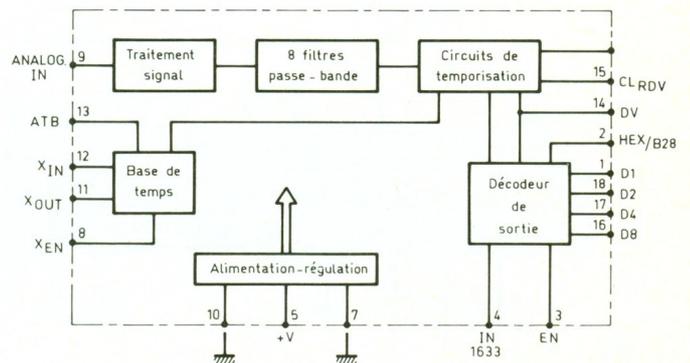
En effet, des critères de vitesse et de respect des niveaux logiques, notamment, viennent s'imposer.

Dès lors, la solution la plus simple consiste à utiliser des OU logiques. Hormis le CMOS 4071, quadruple porte OU à deux entrées, l'on rencontre également les 4072 et 4075, double et triple porte OU.



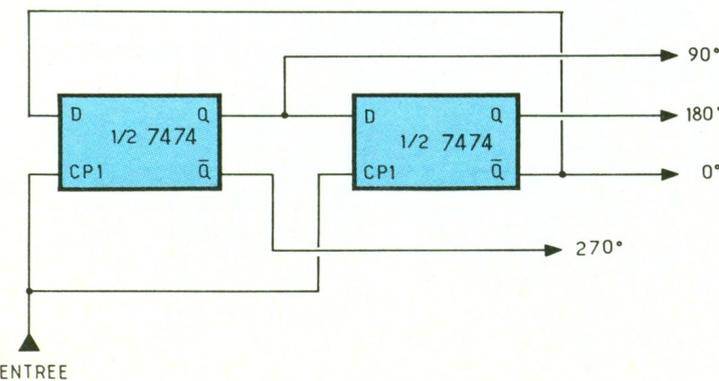
### Le SSI202P

Ce circuit permet le décodage des 12 ou 16 paires des fréquences standards DTMF. La sortie s'exécute en code hexadécimal ou binaire 2 par 8 selon la programmation de la broche 2, elles se retrouvent aux broches 1, 18, 17 et 16 selon trois états, niveaux bas, haut ou haute impédance. Il rejette la fréquence secteur 50 ou 60 Hz. Sa dynamique d'entrée vaut 30 dB et évolue entre une tension de -32 dB à -2 dB, le 0 dB correspondant à une valeur de 0,775 V sous 600 Ω. Les fréquences DTMF s'obtiennent en utilisant un quartz de 3,58 MHz spécifique aux applications téléphoniques. L'alimentation du circuit nécessite une tension entre 5 à 7 V avec un courant de 10 mA. La sortie DV signale validité du décodage, elle passe alors à l'état haut puis dès que le signal disparaît elle revient à l'état bas.



### Réseau déphaseur actif

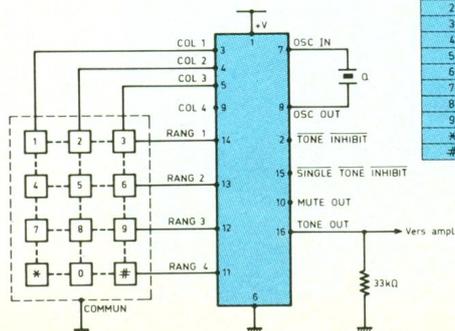
Le 74LS74 utilisé ici possède les fonctions d'une double bascule D de type FLIP-FLOP déclenchable sur un front montant. Dans cette application, on l'emploie en diviseur par 4 avec 4 sorties déphasées de 90°, 0, 90, 180 et 270°. La fréquence d'horloge sur CP1 et CP2 ne doit pas dépasser 35 MHz, l'entrée SD est à 0 et RD à 1 pour un fonctionnement correct.



### Le TCM5089

Le TCM5089 permet l'encodage des 12 ou 16 paires des fréquences vocales DTMF. Sa facilité de mise en œuvre, associée au SSI202P, en fait un produit intéressant pour les applications en télécommande. Il peut recevoir une tension d'alimentation allant de 3 à 10 V, sa consommation en veille vaut 100 nA. Les fréquences sont générées à l'aide d'un quartz standard de 3,58 MHz. Pour garder la simplicité de mise en œuvre il s'agit de prévoir un clavier matricé. Le TCM5089 dispose d'un système interne lui permettant de neutraliser la sortie dans le cas où l'utilisateur appuie simultanément sur deux touches. La sortie DTMF sur la broche 16 ne dispose pas d'un niveau suffisant pour attaquer une ligne téléphonique ou un système de télécommande. Pour parer cet inconvénient, un amplificateur TBA820 ou LM386 fera très bien l'affaire, cependant un réglage du gain s'impose.

Chiffre	Fréquence basse	Fréquence haute	Rangée	Colonne
0	941	1336	4	2
1	697	1209	1	1
2	697	1336	1	2
3	697	1477	1	3
4	770	1209	2	1
5	770	1336	2	2
6	770	1477	2	3
7	852	1209	3	1
8	852	1336	3	2
9	852	1477	3	3
*	941	1209	4	1
#	941	1477	4	3



### Le CD 4046

Ce circuit intégré se compose d'une boucle à verrouillage de phase comportant l'oscillateur commandé en tension et deux comparateurs indépendants. On l'utilise pour des applications telles que la synthèse de fréquence, la modulation et la démodulation de signaux FM ainsi que l'asservissement de processus ou de fréquence. Doté du compteur-décompteur CD 4029, il s'emploie en générateur de fréquence jusqu'à 1 MHz. Les figures ci-dessous proposent son schéma interne et son brochage. Sur la broche 9 il s'avère possible d'injecter une tension variable afin de réaliser une modulation de fréquence.

**Brochage**

1. sortie d'impulsion du comparateur de phase
2. sortie du comparateur de phase 1
3. entrée du comparateur
4. sortie du VCO
5. entrée d'inhibition
6. connexion A du condensateur C<sub>1</sub>
7. connexion B du condensateur C<sub>1</sub>
8. V<sub>SS</sub>
9. entrée du VCO
10. sortie de l'étage suiveur
11. connexion de la résistance R<sub>1</sub>
12. connexion de la résistance R<sub>2</sub>
13. sortie du comparateur de phase 2
14. entrée des signaux
15. entrée de la diode Zener, régulatrice de tension.

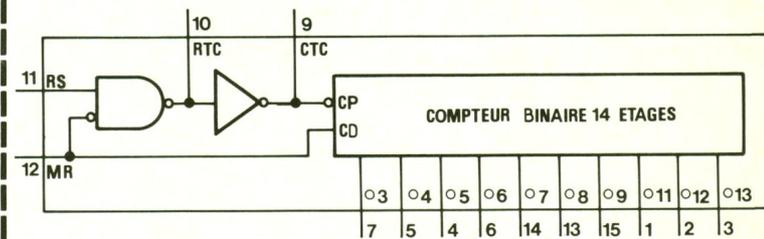
### Le CD 4060

Le circuit se compose d'un oscillateur suivi d'un compteur binaire à 14 étages allant de O3 à O13, une remise à zéro prioritaire complète l'ensemble. Celle-ci remet les compteurs à zéro par la présence d'un niveau haut. L'oscillateur travaille avec des quartz ou avec un réseau RC comme celui présenté sur le schéma, à condition que R<sub>t</sub> soit nettement plus grande que R<sub>t</sub>, la formule de calcul pour la fréquence s'avère correcte. C<sub>t</sub> doit prendre une valeur minimale de 100 pF alors que R<sub>t</sub> doit rester dans la fenêtre allant de 10 kΩ à 1 MΩ, il en découle une fréquence maximale de l'ordre de 430 kHz. La fréquence de l'oscillateur se calcule avec la formule ci-dessous :

$$F_{osc} = \frac{1}{2,3 \cdot R_t \cdot C_t}$$

**Brochage**

- MR remise à zéro générale
- RS entrée d'horloge/oscillateur
- RTC oscillateur
- CTC connexion de la capacité externe
- O<sub>3</sub> à O<sub>9</sub> sorties du compteur
- O<sub>11</sub> à O<sub>13</sub>



### Filtres actifs

**Filtre passe-bande :**

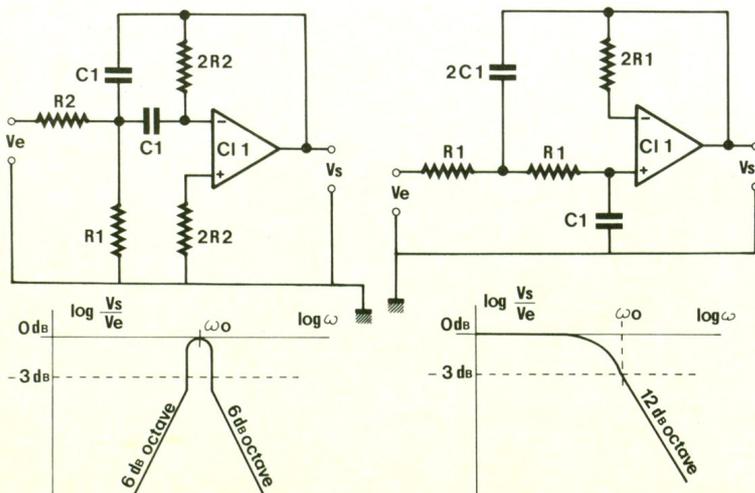
Le circuit décrit procure une pente de 6 dB par octave, sa fréquence centrale s'obtient en appliquant la formule suivante :

$$W_0 = \frac{1}{C_1 \times R_2} \times \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2 \times R_1}}$$

**Filtre passe-bas :**

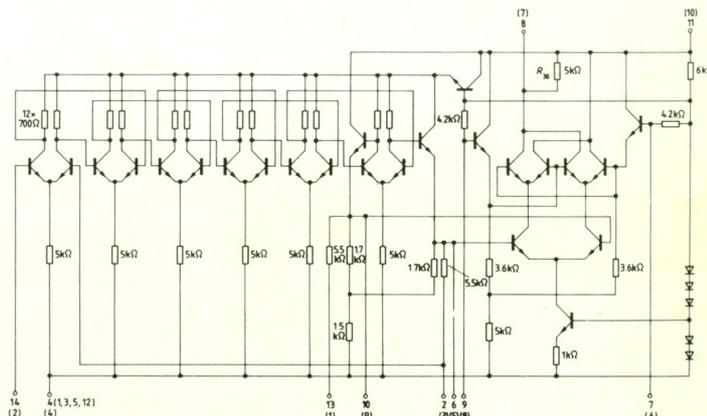
Sa pente vaut 12 dB par octave, au-delà de W<sub>0</sub>, qui se trouve en appliquant la formule :

$$W_0 = \frac{1}{R_1 \times C_1 \times \sqrt{2}}$$

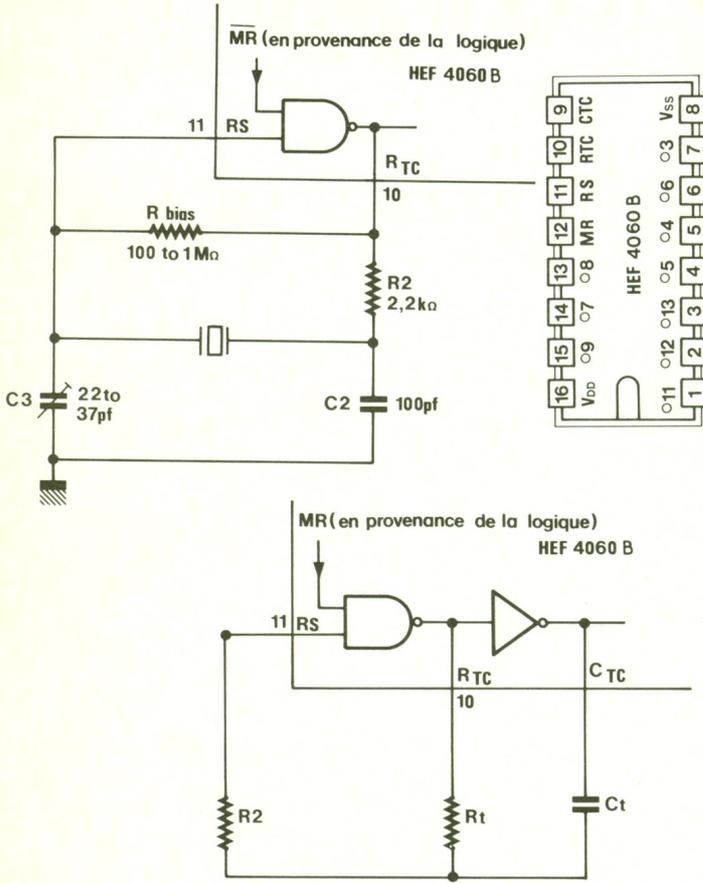


### Le SO41

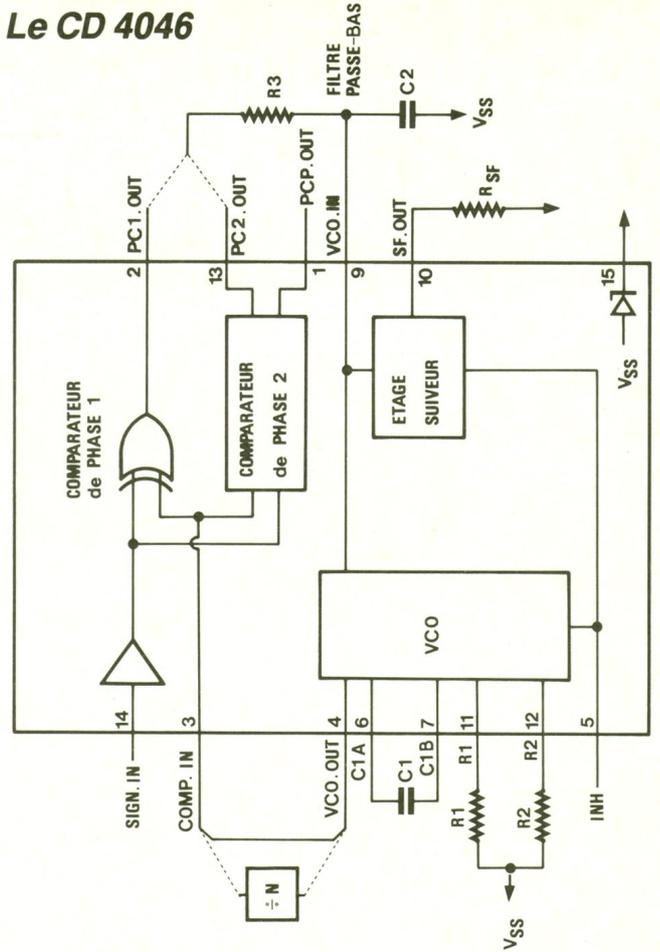
Le SO41 se compose de six étages symétriques à amplificateurs différentiels. Ils possèdent un gain de 68 dB et limitent le signal d'entrée afin de l'appliquer au démodulateur à quadrature. Celui-ci est formé pour un double étage symétrique, l'ensemble travaille jusqu'à 35 MHz. Ce circuit disponible en deux boîtiers, rond, métallique et DIP-14, possède une sensibilité de 30 μV. Il a été l'un des plus utilisés dans les domaines des radiofréquences pour la conception de récepteurs en bande étroite ou large pour l'écoute des stations FM. Sur le schéma d'application les inductances L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> seront remplacées par des transformateurs FI de 455 kHz ou 10,7 MHz, suivant le cas. (Documentation Siemens 86/87)



Le CD 4060



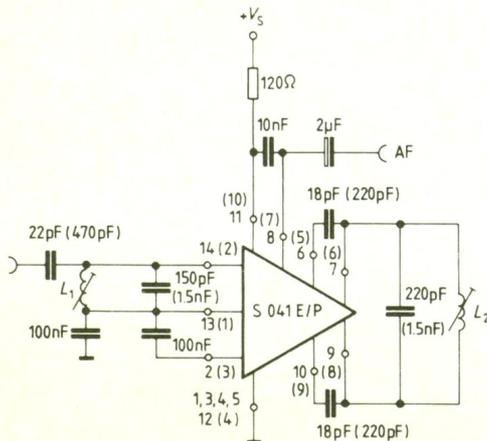
Le CD 4046



Le SO41

Caractéristiques :

- tension d'alimentation : de 4 à 15 V
  - consommation de courant : 7 mA maximum
  - amplitude de sortie audio : 170 mV
  - sensibilité de limitation : 30 mV
  - gain des étages FI : 68 dB
  - impédance d'entrée : 50 kΩ à 455 kHz
  - fréquence d'utilisation : de 0 à 35 MHz
  - Les composants notés entre parenthèses sont pour une FI de 455 kHz.
  - Les broches entre parenthèses s'appliquent au SO41E.
- (Documentation Siemens 86/87)



Redresseur actif

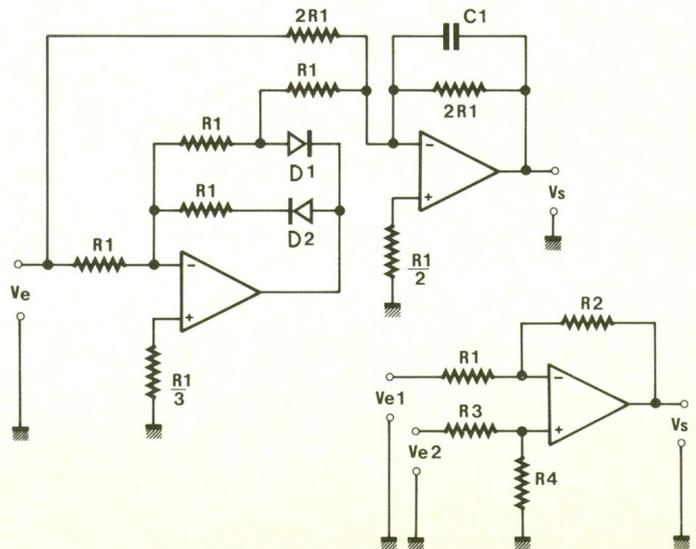
Amplificateur différentiel :

La tension de sortie d'un tel montage vaut :

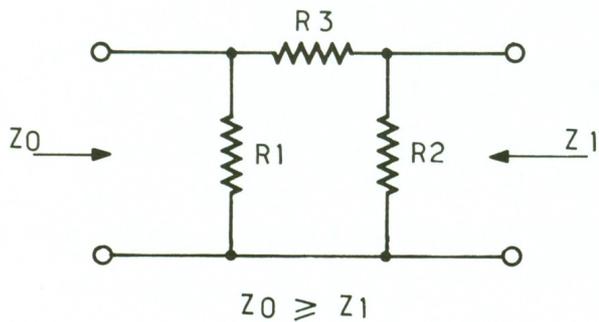
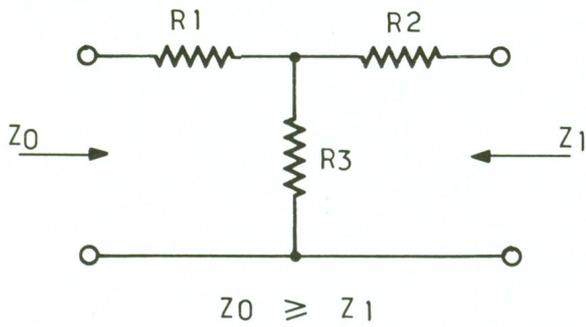
$$V_s = (V_{e2} - V_{e1}) \times \frac{R_2}{R_1} \text{ avec } R_2 = R_1$$

Redresseur double alternance :

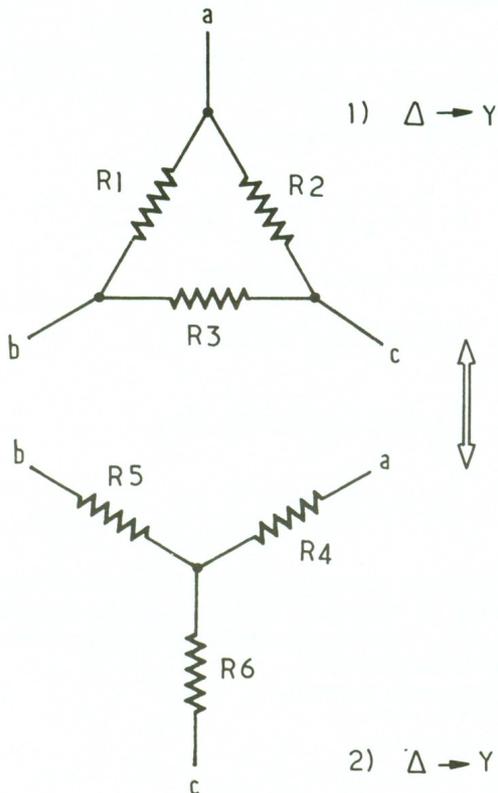
Avec deux amplis OP, on réalise un redresseur actif dont le seuil devient très bas grâce à leur gain. Sa tension de sortie vaut  $V_s = 0,9 \times V_{eff}$ , avec  $V_{eff}$  comme étant la tension efficace d'entrée.



Atténuateurs en T et en  $\pi$

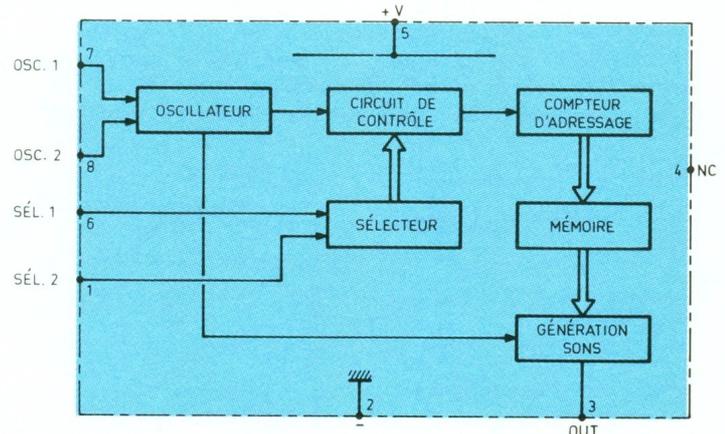


Transformations des circuits triangle et étoile



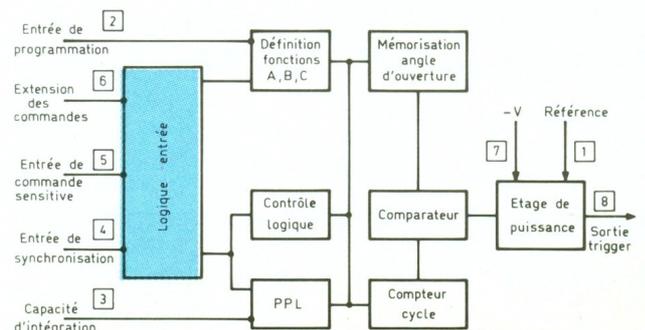
L'UM3561

Ce circuit intégré génère des effets sonores. Il fonctionne sous une tension d'alimentation de 3 V et consomme en veille un courant de 150  $\mu$ A. Le seul composant externe à mettre en place est une résistance de 240 k $\Omega$  entre les broche 7 et 8 de l'oscillateur, elle fixe la fréquence aux alentours de 106,5 kHz. Le circuit comporte une ROM de 256 mots sur 8 bits, à partir des broches 6 et 1 on programme quatre sonorités différentes. Le courant de sortie vaut 3 mA et peut commander directement la base de tout transistor NPN, par exemple un 2N1711 sur lequel on intercale un HP de 8  $\Omega$  entre l'émetteur et la masse.



Le SLB 0586

Ce circuit intégré CMOS réalise la fonction de gradateur directement utilisable sur le secteur 220 V. Il est possible de le mettre en œuvre soit avec un bouton poussoir ou un dispositif à touche sensitive. Selon la durée de la sollicitation, on peut obtenir plusieurs fonctions : moins de 400 ms, il réagit en interrupteur de marche-arrêt ; plus de 400 ms, il fait varier la puissance de 0 au maximum de manière continue. La broche 2 permet la programmation du circuit selon trois modes A, B et C : connectée au - Vcc ; on obtient le mode A ; laissée en l'air ; on a le mode B ; reliée à + Vcc (0 V), le mode C est obtenu. Mode A : Sollicitation courte, l'allumage est à la puissance maximale ; longue, puissance minimale, mais par appuis successifs la graduation augmente. Mode B : Le circuit mémorise l'état précédent, par des longues sollicitations, la graduation se poursuit en changeant de sens à chaque nouvel appui. Mode C : Mêmes fonctions qu'en mode A, mais à chaque nouvelle sollicitation, la graduation change de sens.



## Réseau d'adaptation à éléments résistifs

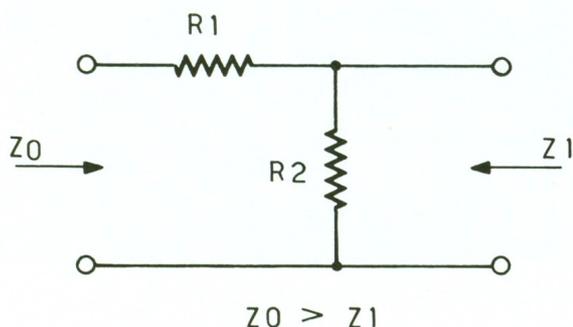
Ce circuit permet d'adapter deux impédances non égales entre elles. La valeur de  $Z_0$  sera toujours plus élevée que celle de  $Z_1$ . Les éléments se calculent selon les formules suivantes :

$$R_1 = Z_0 \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_0}}, R_2 = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_0}}}$$

De là, les pertes obtenues s'évaluent en appliquant la formule :

$$P_{(dB)} = 20 \cdot \log \left( \sqrt{\frac{Z_0}{Z_1}} + \sqrt{\frac{Z_0}{Z_1} - 1} \right)$$

On souhaite par exemple passer d'une impédance  $Z_0 = 200 \Omega$  vers  $Z_1 = 75 \Omega$ , les calculs donnent  $R_1 = 158 \Omega$  et  $R_2 = 95 \Omega$ , l'atténuation d'entrée/sortie vaut alors 10 dB.



## Atténuateurs en T et en $\pi$

Ces types de montages deviennent très utiles au moment où il faut diviser la tension d'entrée par un facteur N. Pour le circuit en T, on applique les trois formules suivantes :

$$R_1 = Z_0 \cdot \left( \frac{N+1}{N-1} \right) - R_3$$

$$R_2 = Z_1 \cdot \left( \frac{N+1}{N-1} \right) - R_3$$

$$R_3 = \left( \frac{2}{N-1} \right) \cdot \sqrt{N \cdot Z_0 \cdot Z_1}$$

Pour le circuit en  $\pi$ , elles prennent la forme suivante :

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{Z_0} \cdot \left( \frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}$$

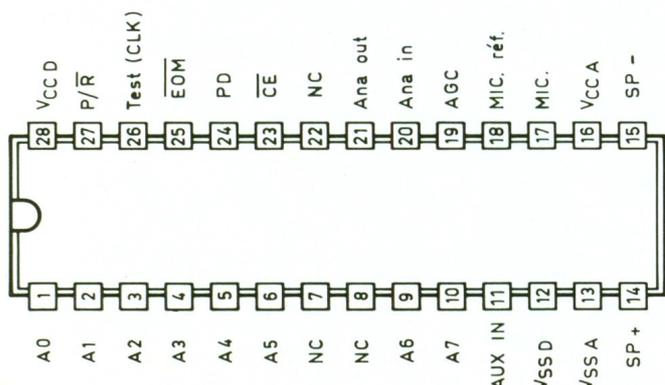
$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{Z_1} \cdot \left( \frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}$$

$$\frac{1}{R_3} = \left( \frac{2}{N-1} \right) \cdot \sqrt{\frac{N}{Z_0 \cdot Z_1}}$$

Le facteur N correspond à la division par « x » du signal d'entrée.

## L'ISD 1016

Ce circuit intégré peut enregistrer un message d'une durée limitée à 16 secondes par sa mémoire de 128 Ko. Alimenté sous 5 V, il permet, à l'aide d'un micro-électret, de placer les sons dans son EEPROM, ce qui l'autorise à les garder pendant dix ans sans alimentation. La broche 21 constitue la sortie du préamplificateur micro avec un gain maximal de 24 dB, il est fonction de la tension appliquée sur la broche 19 ; à partir de 1,8 V, il diminue. Par l'intermédiaire d'une capacité, les broches 20 et 21 reliées, la bande passante reste déterminée par la résistance de 2,7 k $\Omega$  présente en 20. Les broches 14 et 15 restituent les sons enregistrés directement sur un haut-parleur de 16  $\Omega$ . La broche 27 met en service les fonctions écoute et enregistrement, on la met à l'état haut ou bas, respectivement.



## Transformations des circuits triangle et étoile

Il est possible de les assimiler aux atténuateurs en  $\pi$  et en T. Pour passer de l'un à l'autre, quelques formules simples permettent d'y arriver.

Conversion triangle vers étoile :

$$R_4 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2 + R_3}, R_5 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3}, R_6 = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Conversion étoile vers triangle :

$$R_1 = \frac{R_4 \cdot R_5 + R_5 \cdot R_6 + R_4 \cdot R_6}{R_5}$$

$$R_2 = \frac{R_4 \cdot R_5 + R_5 \cdot R_6 + R_4 \cdot R_6}{R_6}$$

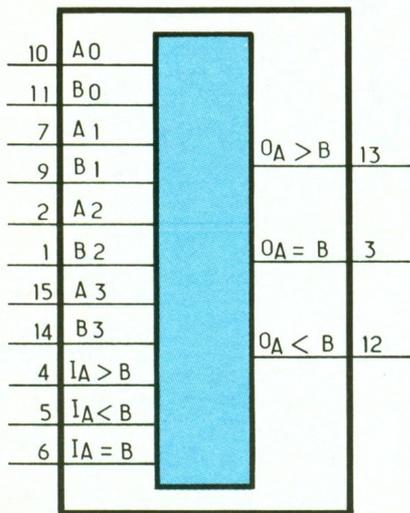
$$R_3 = \frac{R_4 \cdot R_5 + R_5 \cdot R_6 + R_4 \cdot R_6}{R_4}$$

Ici considéré comme purement ohmique, il est tout à fait possible de remplacer  $R_1/R_2$  par  $Z_1/Z_2$ . Elles seront alors considérées comme réactance capacitive, inductive ou impédances complexes.

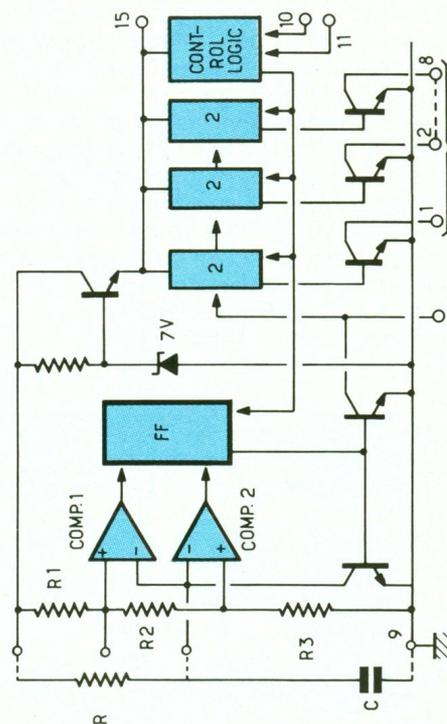
**(Théorème de Kennelly.)**

**Le HEF 4585**

Ce circuit intégré compare deux mots de 4 bits sur deux fois quatre entrées parallèles A<sub>0</sub> à A<sub>3</sub> et B<sub>0</sub> à B<sub>3</sub>. Il dispose de trois sorties : inférieur, supérieur et égal à. Pour des comparateurs au-delà de 4 bits, on peut disposer en cascade plusieurs 4585. Il faut connecter les sorties O<sub>A < B</sub> et O<sub>A = B</sub> aux entrées du comparateur de poids suivant.

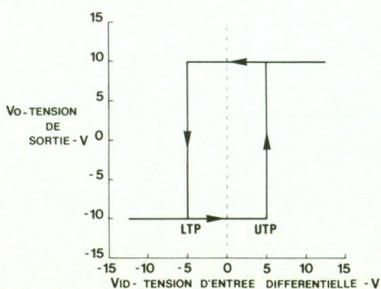
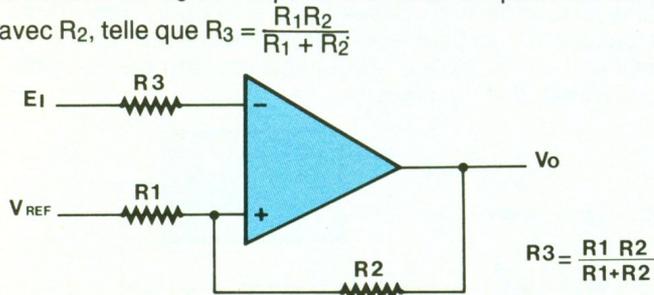


**Le XR 2240**



**Trigger de Schmitt**

L'utilisation de comparateurs autorise la mise en forme de signaux logiques lorsque ceux-ci deviennent dégradés. L'inconvénient majeur reste celui du seuil de basculement et l'on assiste à la sortie à des variations rapides autour de ce point. Pour résoudre cette difficulté, on introduit une réaction positive. Pour provoquer une hystérésis, on obtient ainsi deux points de basculement, haut et bas, la différence entre les deux s'appelle l'hystérésis. La valeur de la résistance R<sub>3</sub> correspond à la mise en parallèle de R<sub>1</sub> avec R<sub>2</sub>, telle que  $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

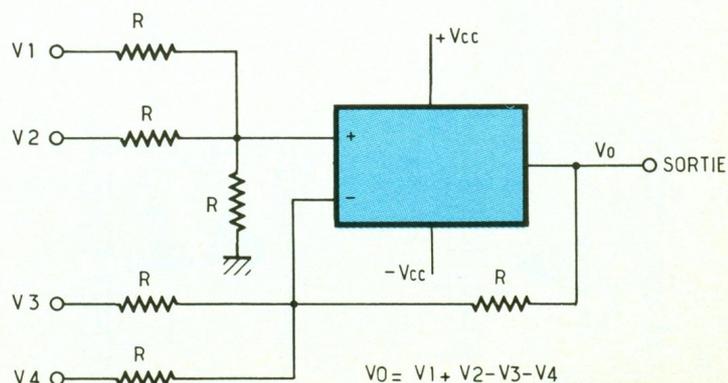


**Additionneur-soustracteur**

Voici un montage où toutes les résistances ont la même valeur.

Le principe du montage consiste à soustraire les signaux présents sur l'entrée inverseuse de ceux de l'entrée non-inverseuse.

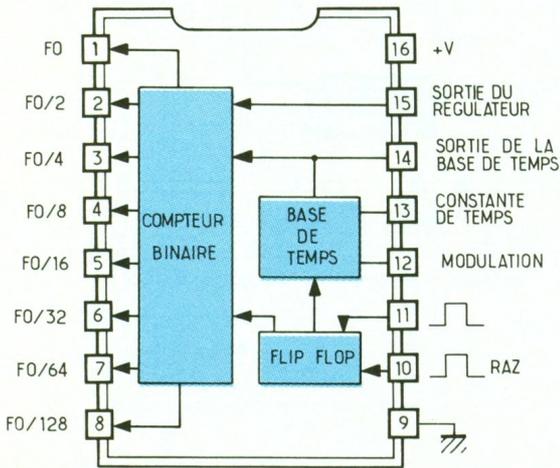
Ce type de montage trouve des applications dans les systèmes de transmission matriciels comme, par exemple, la transmission stéréo multiplex où l'on envoie séparément la composante G-D. La séparation dépendra alors de la bonne précision des résistances. Dans le cas où la composante continue désire ne pas être transmise, il faudra employer des condensateurs d'entrée. Le schéma ci-dessous requiert une alimentation à point milieu.



## Le XR 2240

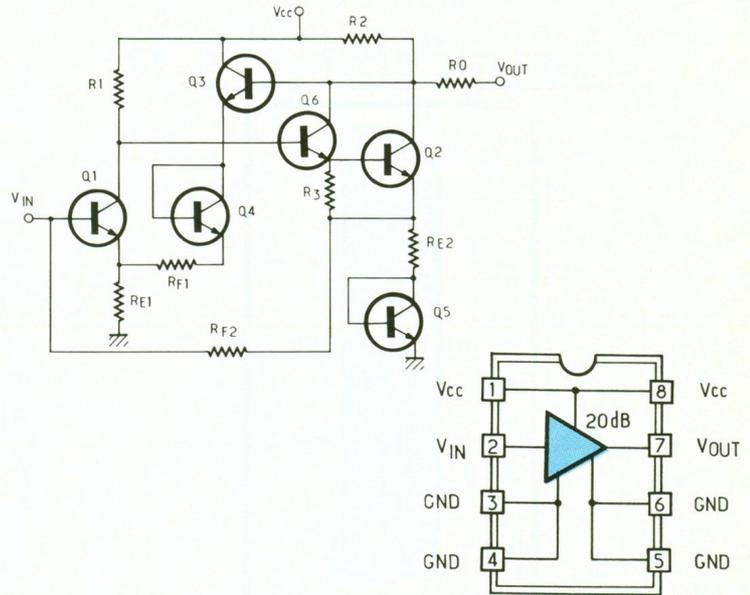
Le circuit XR 2240 se compose d'une structure de 555 suivi d'une chaîne de compteurs programmables sur 8 bits (256 pas). La durée du créneau initial se trouve fixée par un réseau RC externe. Les valeurs préconisées pour les éléments RC sont données par la figure ci-dessous. L'alimentation s'effectue par une tension de 4 à 15 V pour une consommation maximale de 7 mA.

Avec ce circuit, il devient possible de produire 256 fréquences ou temps différents par simple programmation sur les broches 1 à 8. Elles se composent de transistors bipolaires à collecteur ouvert qu'il convient de réunir  $V_{CC}$  par une résistance de 10 k $\Omega$ . Pour obtenir, par exemple, un temps 49 fois plus long que celui de la base de temps il suffit de réunir sur la sortie les broches 1, 5 et 6, ce qui donne :  $T_0 = 1 + 16 + 32 = 49 T = 49 RC$ .



## Le NE 5205

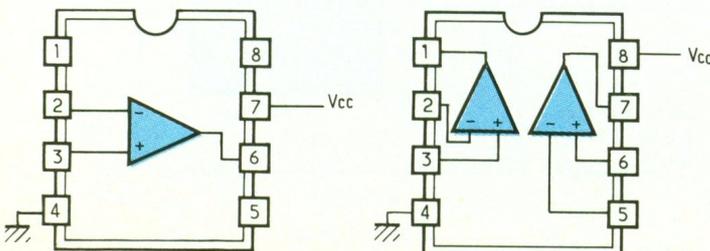
Cet amplificateur livré en boîtier DIL 8 procure un gain de 20 dB en tension, pour des fréquences allant du continu jusqu'à 450 MHz. La tension d'alimentation maximale peut atteindre 9 V, on note alors une consommation de courant d'environ 35 mA. Les impédances d'entrée et de sortie s'adaptent directement à 50 ou 75  $\Omega$ , ce qui facilite sa mise en œuvre. La puissance de sortie maximale atteint un niveau de +10 dBm jusqu'à 200 MHz. Ce circuit intégré peut être utilisé en télévision, CB, instrumentation, systèmes de radiocommunication.



## Les NE 5532 et 5534

Cet amplificateur opérationnel dispose d'un facteur de bruit très faible, appréciable en application BF. Par ailleurs, dans un boîtier 8 broches il inclut deux AOP identiques. Le gain en tension continue vaut  $50 \cdot 10^3$ ; celui en tension alternative en boucle ouverte il est de 2 200 (67 dB). Il reste possible d'y appliquer des tensions d'alimentation jusqu'à  $\pm 20$  V. Sur une charge de 600  $\Omega$  il est capable de fournir une tension alternative de 10 V RMS, son produit gain bande vaut 10 MHz correspondant à un gain de 1.

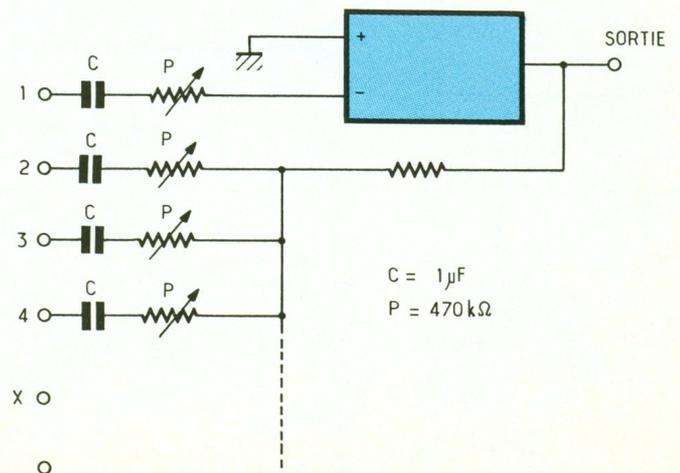
La réjection de mode commun vaut 100 dB typique. Le NE 5534 dispose, quant à lui, d'un seul AOP et d'un facteur de bruit moins élevé. Le gain en tension continue vaut  $100 \cdot 10^3$ , en alternatif à 10 kHz il est de  $6 \cdot 10^3$  en boucle ouverte.



## Mélangeur à x entrées

Ce mélangeur permet de recevoir au minimum deux entrées différentes. L'avantage de ce montage vient du fait que les entrées n'ont aucune influence les unes sur les autres.

Ce mélangeur présente, pour chacune des entrées, un gain variant avec la position du potentiomètre de mélange. Potentiomètre au minimum, cas d'une entrée à faible niveau (micro par exemple), nous aurons une impédance d'entrée faible; par conséquent, le condensateur d'entrée jouera le rôle de filtre passe-haut et coupera une partie des basses, ce qui peut être intéressant avec un micro. Voici donc un exemple d'application pouvant donner naissance à une table de mixage.



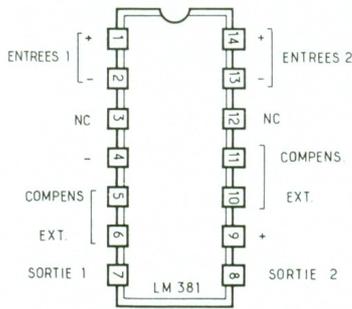
**LM 381**

Le LM 381 de National Semiconductor est un double préamplificateur à faible bruit destiné aux applications à faibles niveaux et faibles bruits dans lesquelles il excelle. Les deux amplificateurs internes sont totalement indépendants, ce qui le prédestine à des applications stéréophoniques.

**Caractéristiques principales**

- Tension d'alimentation comprise entre 10 et 40 V (Vcc).
- Gain en boucle ouverte : 112 dB.
- Réjection de la tension d'alimentation : 120 dB.
- Amplitude de la tension de sortie : Vcc - 2 V crête à crête.
- Bande passante au gain unitaire : 15 MHz.
- Protection contre les courts-circuits.
- Puissance dissipée : 720 mW.
- Séparation des canaux en mode stéréophonique : 60 dB.
- Distorsion harmonique totale au gain = 60 dB avec F = 1 kHz : 0,1 %.

L'application pratique proposée ici est un préamplificateur pour platine disque à cellule magnétique. Le montage sera reproduit deux fois pour une application stéréophonique.



**μA 723**

Le μA 723, fabriqué par Fairchild, est un régulateur de tension de précision qui se présente sous la forme d'un boîtier DIL à 14 broches.

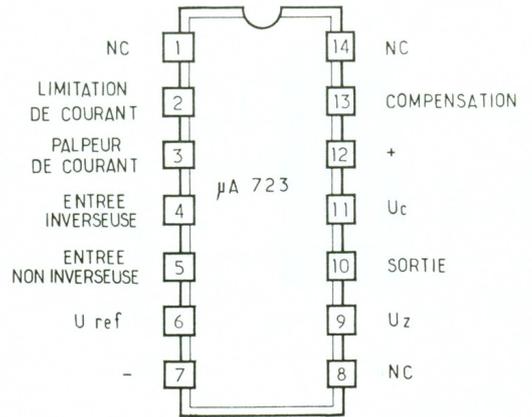
**Caractéristiques principales**

- Tension d'entrée : 10 à 40 V.
- Tension de sortie : 2 à 37 V.
- Différence entrée/sortie : 3 à 38 V.

**Applications**

- Régulateur flottant, à découpage.
- Alimentations de laboratoire.
- Régulateur de cartes logiques.
- Petit matériel d'instrumentation.
- Référence : stable.
- Aviation.

Voici deux applications de régulation à faible puissance.



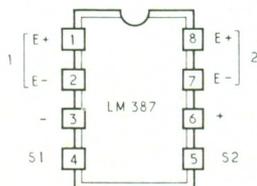
**LM 387**

Le LM 387 de National Semiconductor est un double préamplificateur à faible bruit qui trouve ses applications partout où le bruit est un facteur important. Les deux amplificateurs internes sont totalement indépendants et peuvent être utilisés dans des applications stéréophoniques.

**Caractéristiques principales**

- Faible bruit : 0,8 μV de bruit d'entrée total.
- Gain en boucle ouverte : 104 dB.
- Tension d'alimentation : 10 à 30 V.
- Réjection de la tension d'alimentation : 110 dB.
- Tension de sortie : VCC - 2 V crête à crête.
- Bande passante à 1 dB : 15 MHz.
- Protection contre les courts-circuits.
- Tension maximale d'entrée : 300 mV.
- DHT à 1 kHz, 60 dB : 0,1 %.
- Fonctionnement identique au LM 381.

Voici un exemple d'application pratique dans lequel le LM 387 est utilisé en préamplificateur pour platine disque à cellule magnétique.



**TCA 965**

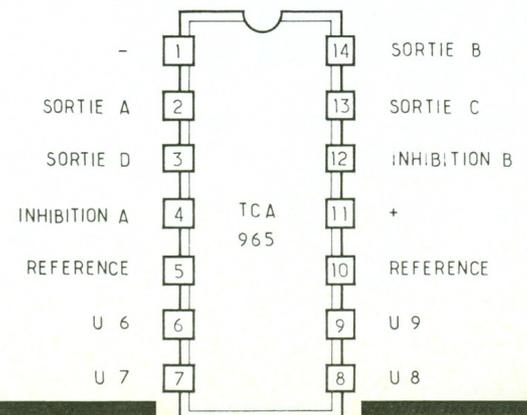
Le TCA 965, fabriqué par Siemens, est un discriminateur à fenêtre qui se présente sous la forme d'un boîtier DIL à 14 broches.

**Caractéristiques principales**

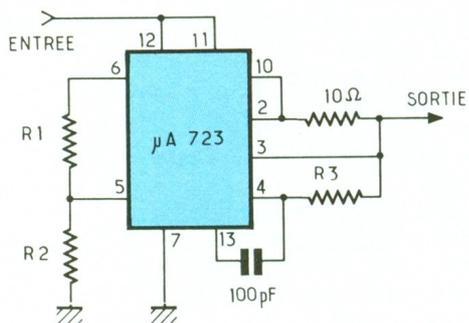
- Tension d'alimentation comprise entre 5 et 25 V.
- Courant sur chaque sortie : 50 mA.
- Température de fonctionnement entre - 20 et 80 °C.

Une fenêtre de discrimination est définie par deux seuils, inférieur et supérieur. Toute tension se présentant à la fenêtre est comparée à ces deux seuils. On obtient ainsi, sur quatre sorties différentes, quatre indications utiles : dedan, dehors, en dessous, au-dessus, de la fenêtre.

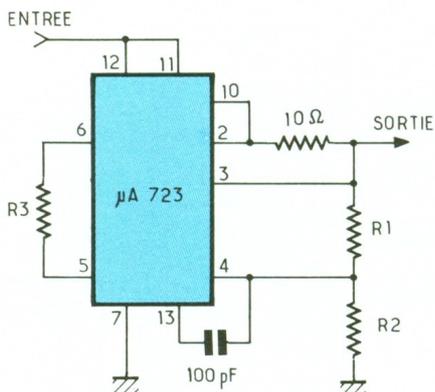
Toutes les sorties étant à collecteur ouvert, elles peuvent fournir jusqu'à 50 mA afin de commander LED, relais, ampoules, etc. Les seuils sont déterminés par quatre résistances qui se calculent par la méthode des diviseurs de tensions. Voici un exemple pratique d'utilisation où les sorties commandent des LED.



$\mu A$  723

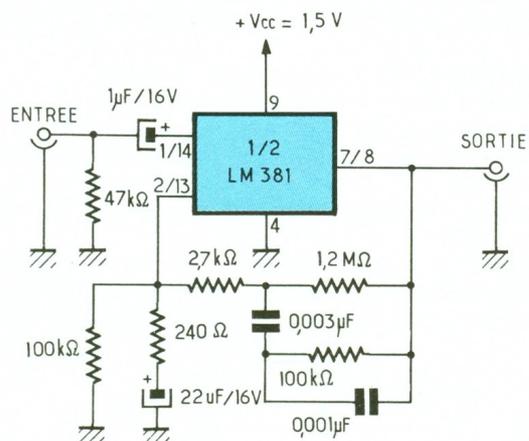


$$V_{\text{sortie}} = \left[ 7,15 \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

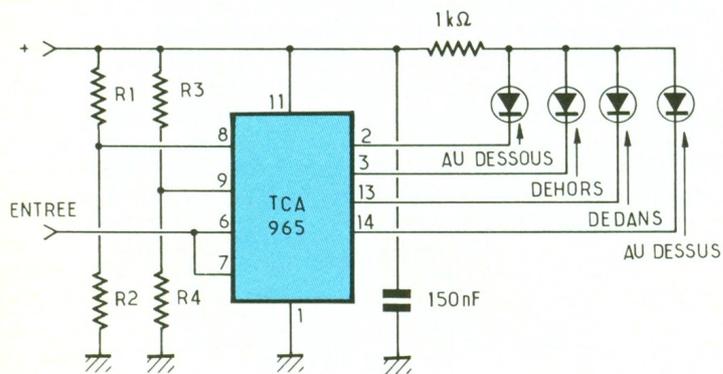


$$V_{\text{sortie}} = \left[ 7,15 \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right]$$

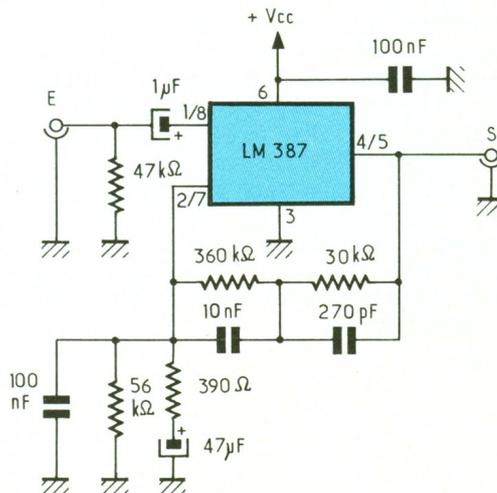
LM 381



TCA 965

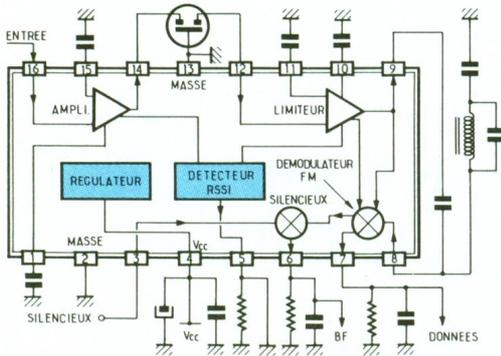


LM 387



**Le NE604**

Le NE604 constitue une chaîne FI pouvant travailler jusqu'à 21 MHz. Il dispose d'une sensibilité de 0,22 µV pour 12 dB de rapport signal sur bruit si la fréquence vaut 455 kHz, avec adaptation 50 Ω à l'entrée. L'alimentation peut aller de 4,5 à 8 V et la consommation maximale s'établit à 4 mA. La démodulation FM a lieu grâce à un circuit déphaseur LC, l'indicateur RSSI fournit une tension avec une pente de 0,5 V par 20 dB de variation sur une dynamique de 90 dB, cette sortie peut permettre la démodulation des signaux AM. L'impédance d'entrée entre les broches 1 et 16 vaut 1,6 kΩ ; sur la broche 8, on trouve 40 kΩ. L'amplitude du signal BF vaut 200 mV sur la broche 7, un dispositif de silencieux est activé par la broche 3 avec la sortie BF sur la broche 6. Quand le potentiel de la broche 3 est inférieur à 1 V, le silencieux devient hors fonction ; à partir de 1,7 V, il passe en action.



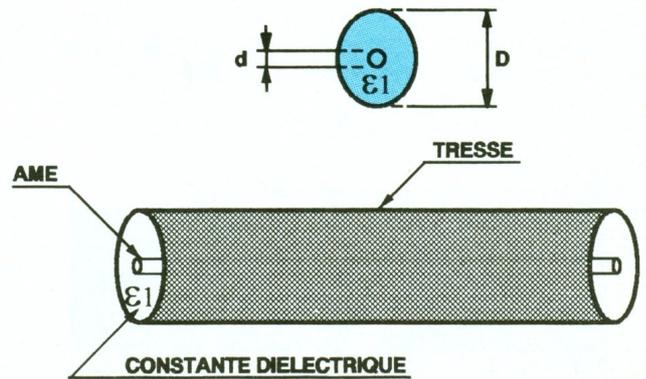
**Les lignes de transmission coaxiales**

C'est le cas du câble coaxial TV ou CB caractérisé par une impédance de 75 et 50 Ω, le conducteur central s'appelle l'âme et le pourtour métallique se nomme la tresse, ce qui permet, selon les diamètres d et D et la nature de l'isolant, de caractériser l'impédance.

L'épaisseur de la tresse ne joue aucun rôle sur ces caractéristiques, mais simplement si elle est réalisée en feuillard de cuivre, les rayonnements seront atténués presque à 100 %. La formule de l'impédance caractéristique devient :

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_1}} \cdot \log \left( \frac{D}{d} \right) \text{ avec } \epsilon_1$$

la constante diélectrique de l'isolant,  $\epsilon_1 = 1$  pour l'air.

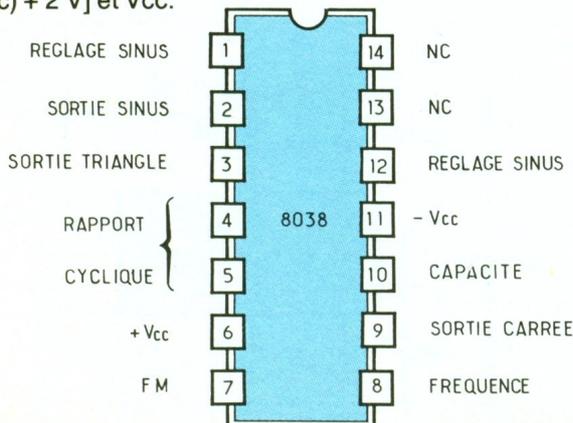


**ICL 8038**

Ce circuit intégré permet d'obtenir trois formes de signaux différents : carré, sinus et triangle. Le rapport cyclique varie de 2 à 98 % par le simple réglage d'un potentiomètre. Il fonctionne jusqu'à 1 MHz.

La fréquence s'ajuste en appliquant une tension sur la broche 8 du circuit par le curseur d'un potentiomètre. En faisant varier le rapport cyclique, on peut obtenir des signaux en dent de scie sur la broche 3. Le choix des éléments aux broches 4, 5 et 10 fixe la fréquence de façon que  $f = 0,3/RC$  avec  $R = R_4 = R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega$  et  $C_{10} = 0,0047 \mu\text{F}$  dans l'exemple du générateur 20 Hz-20 kHz. Le circuit fonctionne de manière optimale lorsque le courant aux broches 4 et 5 vaut entre 10 µA et 1 mA, de la sorte on détermine  $R_4$  et  $R_5$  avec la formule :  $R_4 = V_{cc}/5I$ .

La tension de balayage sur la broche 8 doit varier entre  $[(2/3 V_{cc}) + 2 \text{ V}]$  et  $V_{cc}$ .



**Les lignes d'accord en UHF**

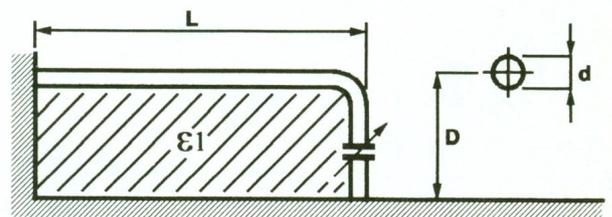
Ces lignes suspendues au-dessus d'un plan de sol permettent de réaliser des accords en fréquences avec des capacités, et cela pour des filtres ou des oscillateurs. L'impédance d'une ligne suspendue vaut :

$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_1}} \cdot \log \left( \frac{4D}{d} \right)$$

et sa longueur en fonction de l'inductance vaut :

$$l_{(cm)} = \frac{L_{(nH)}}{4,6 \log \left( \frac{4D}{d} \right)}$$

si le diélectrique utilisé est l'air.



### Les lignes micro-ruban

Cette technique est très utilisée dans la conception des circuits UHF et en logique à haute vitesse pour des problèmes de temps de propagation. Il s'agit d'une bande de cuivre de largeur  $w$  placée à une hauteur  $h$  du plan de masse ; entre les deux se trouve un matériau isolant de constante diélectrique relative  $\epsilon_r$ . Pour l'époxy  $\epsilon_r$  vaut 4,8, pour l'air  $\epsilon_r = 1$ .

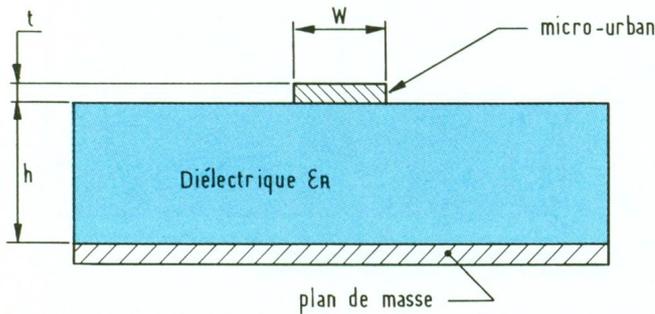
Cette ligne d'impédance  $Z_0$  devient capacitive quand  $Z_0$  décroît et inductive quand  $Z_0$  croît. La valeur de  $Z_0$  dépend de  $\epsilon_r$ ,  $w$ ,  $h$  et  $t$ .

La formule générale s'écrit :

$$Z_0 = \left( \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \right) \ln \left( \frac{6 \cdot h}{0,8 w + t} \right)$$

avec  $t$  en  $m$  -  $w$ ,  $h$  en  $mm$ .

Pour une impédance de ligne donnée, la capacité par unité de longueur varie entre 0,4 pF/cm et 3 pF/cm quand  $Z_0$  passe de 150  $\Omega$  à 19  $\Omega$  ; de cela, on déduit l'inductance par unité de longueur qui s'établit avec  $\ell_0 = (Z_0)^2 \cdot C_0$ .

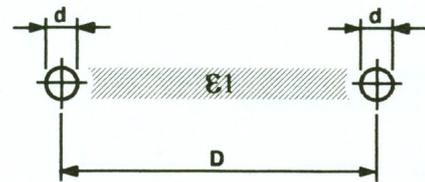


### Les lignes de transmission bifilaires

On place de façon parallèle deux conducteurs cylindriques de diamètre «  $d$  » espacés d'une distance «  $D$  » et supportés par un matériau isolant de constante diélectrique  $\epsilon_1$ , ces lignes se retrouvent fréquemment dans les installations FM où l'impédance vaut 300  $\Omega$ . La formule pour déterminer la valeur de  $Z_0$  reste compliquée mais se calcule facilement avec une petite machine scientifique.

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_1}} \cdot \log \left( \frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} \right)$$

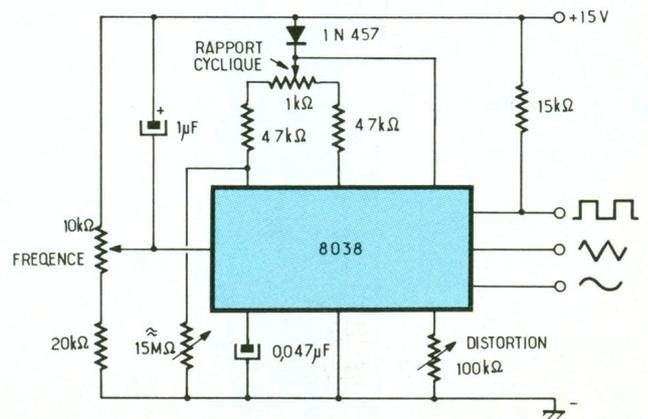
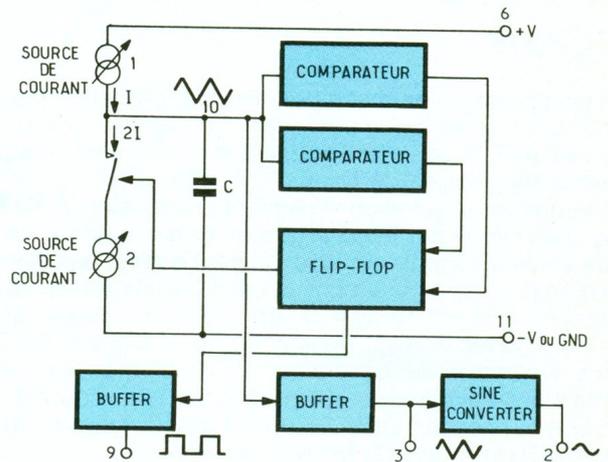
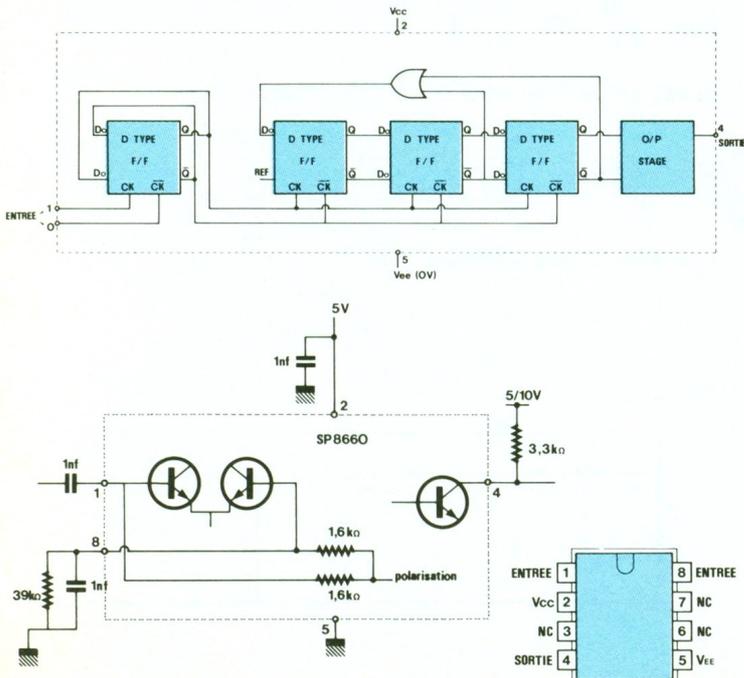
Ce type de ligne de transmission s'utilise avec des antennes symétriques, le rayonnement (fuites) d'un tel câble est nul puisque le parcours de l'onde s'effectue en opposition de phase.



### DIVISEUR PAR 10

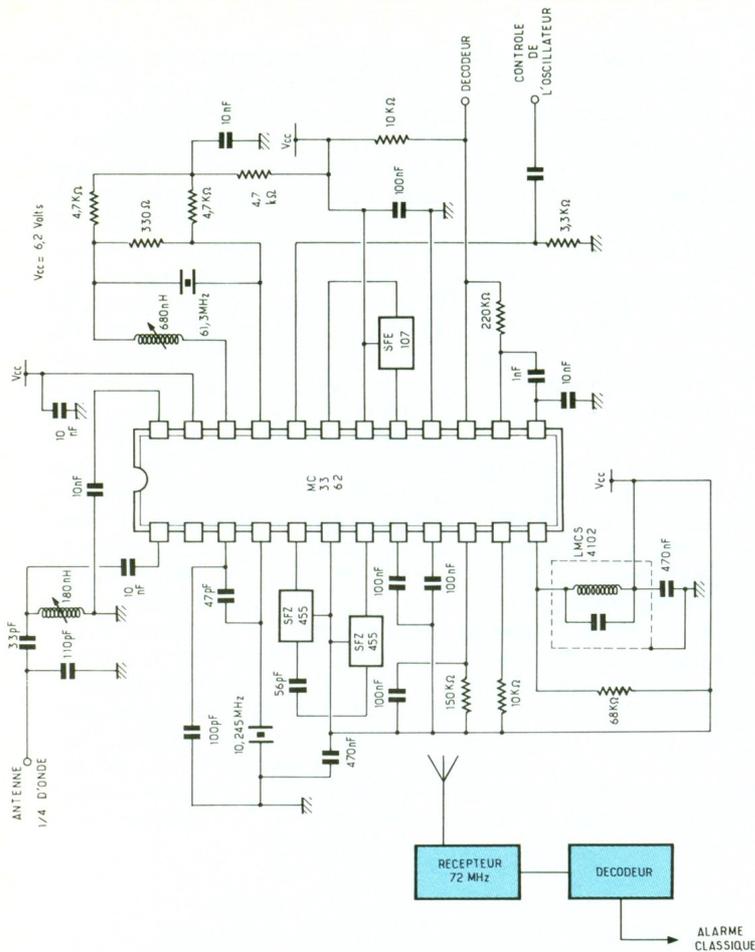
#### Le circuit SP 8660

Le SP 8660 dispose d'une sensibilité d'entrée de 50 mV à sa fréquence maximale de 150 MHz. La sortie s'effectue sur un transistor à collecteur ouvert offrant une compatibilité avec la logique CMOS et TTL. Sa consommation maximale atteint 15 mA.



# RECEPTEUR D'ALARME

E.P.



# DUPLEXEUR DE MODEM

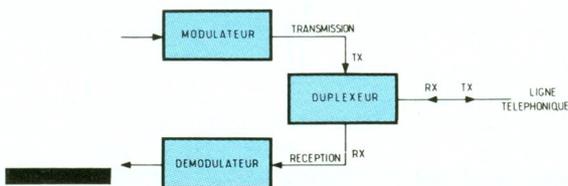
E.P.

Les modem en duplex envoient et reçoivent simultanément des informations qu'il faut séparer pour qu'elles soient traitées au niveau du modulateur et du démodulateur, comme le montre le synoptique. Pour cela, le schéma propose une solution élégante autour d'un amplificateur opérationnel. Une ligne téléphonique présente une impédance résistive « théorique » de 600 Ω, mais de par sa structure, il existe des composantes réactives qu'il devient difficile de traiter simplement. D'une façon générale, on peut espérer une atténuation de l'ordre de 45 dB dans le cas où R<sub>4</sub> vaut 600 Ω ; dans tous les cas de figure, l'atténuation minimale sera de 10 dB. Trois chemins se distinguent, A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> et A<sub>3</sub>. A<sub>1</sub> correspond aux données qui sortent du modulateur : A<sub>2</sub> également, mais fortement atténuées à la sortie de l'amplificateur opérationnel. A<sub>3</sub> concerne les données que le démodulateur doit traiter.

Le gain du chemin A<sub>1</sub> vaut R<sub>4</sub> / (R<sub>3</sub> + R<sub>4</sub>), où R<sub>4</sub> représente l'impédance de la ligne téléphonique, ici purement résistive. Pour que l'adaptation soit bonne, il faut prendre R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub> = 600 Ω. Comme il a été vu précédemment, le gain du chemin A<sub>2</sub> doit être de 1, donc on optera pour des valeurs identiques de R<sub>2</sub> et R<sub>1</sub>. Avec les conditions évoquées, le gain A<sub>3</sub> vaut 2.

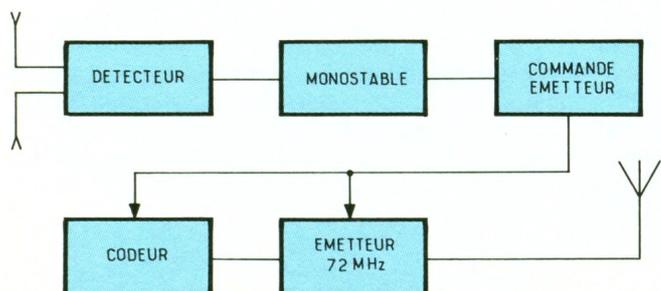
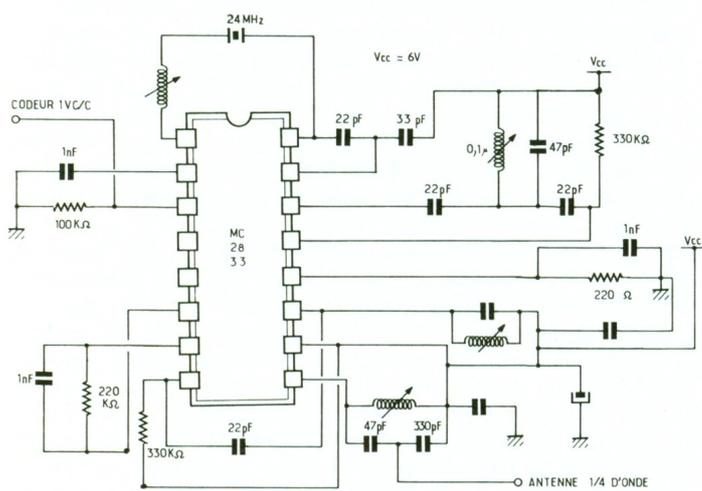
La courbe représente les variations d'atténuation en fonction de la valeur de R<sub>4</sub>, qui dans la pratique présente une charge réactive au duplexeur.

Les caractéristiques de mode commun de l'amplificateur opérationnel sont ici utilisées pour éliminer à sa sortie les signaux en provenance du modulateur.



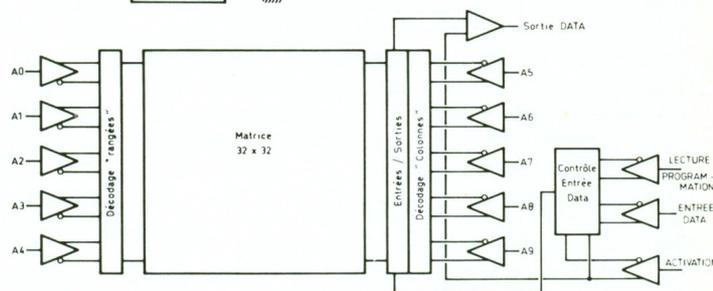
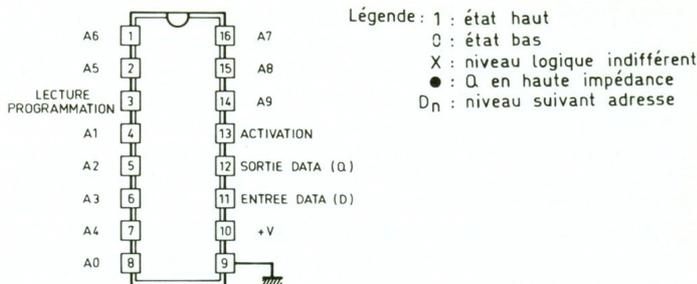
# EMETTEUR D'ALARME

E.P.

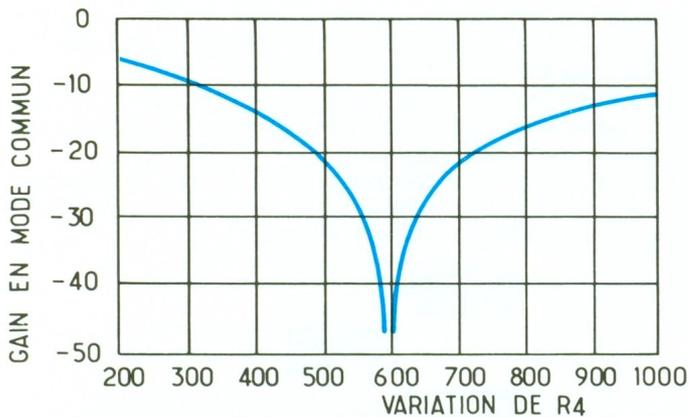
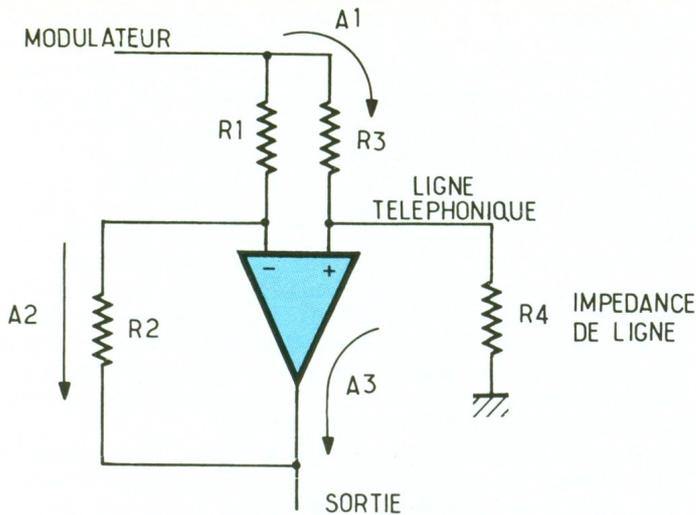


# LEM 2102

E.P.



ACTIVATION CS	LECTURE / PROGRAMMATION R / W	ENTREE DATA D	SORTIE DATA Q	ACTION
1	X	X	●	Circuit inactif Sortie haute impédance
0	0	1	1	Programmation 1
0	0	0	0	Programmation 0
0	1	X	D <sub>n</sub>	Lecture



Ce montage permet de recevoir des signaux FM dans la bande des 72 MHz. Le MC 3362 comprend la partie électronique nécessaire à la mise en œuvre d'un récepteur FM à bande étroite jusqu'à 200 MHz. La tension d'alimentation nominale est de 3 V pour une consommation de 4 mA, toutefois elle peut monter jusqu'à 7 mA si le circuit intégré reçoit une tension de 6 V. La sensibilité donnée par Motorola est de 0,7  $\mu$ V pour un S/B de 20 dB, la résistance en parallèle sur l'entrée s'élève à 690  $\Omega$  avec une capacité de 7,2 pF. Sur la broche 10, on dispose d'un contrôle du niveau HF. Sur la broche 13, nous récupérons le signal analogique et la tension continue issue du démodulateur. Celle-ci varie au rythme de la déviation de fréquence produite par l'émetteur. L'oscillateur incorporé dispose d'une diode à variation de capacité en fonction de la tension. Le schéma proposé met en œuvre l'oscillateur contrôlé par quartz, la différence entre la fréquence du quartz et celle reçue vaut 10,7 MHz. L'étage d'entrée possède un transformateur d'impédance à prise capacitive pour adapter les 36  $\Omega$  de l'antenne quart d'onde aux 690  $\Omega$  du MC 3362. Le premier mélangeur reçoit d'un côté le signal d'antenne et de l'autre la fréquence de l'oscillateur à quartz, sa sortie attaque un filtre passe bande avant d'aller vers le convertisseur qui transforme la FI de 10,7 MHz en FI de 455 kHz. Un deuxième quartz à 10,245 MHz réalise cette opération. Un second filtre à bande passante étroite assure d'envoyer un signal propre aux amplificateurs FI qui débouchent sur le démodulateur à quadrature. Le signal transmit par l'émetteur se retrouve sur la broche 13 et mis en forme par le comparateur interne au MC 3362.

Le M 2102 est une mémoire statique de 1 024 adresses à bit unique. Cette simplification a permis d'aboutir à un boîtier de dimensions réduites de 16 broches avec des applications intéressantes, notamment en téléphonie.

Le circuit est à alimenter sous un potentiel de 5 V. Tout en faisant partie de la famille MOS, il est compatible avec la technologie TTL, aussi bien au niveau des entrées que des sorties. Son fonctionnement ne demande ni signal d'horloge ni dispositif de rafraîchissement des mémoires. Sa sortie unique peut occuper trois états logiques : le niveau bas, le niveau haut et celui correspondant à la haute impédance.

Le temps d'accès aux adresses est très faible : moins de 250 nanosecondes. Sa consommation est des plus réduites et ne dépasse guère quelques microampères, si on ne fait pas débiter la sortie. Cette dernière peut atteindre une trentaine de milliampères.

Le boîtier comporte 16 broches. Le « plus » de l'alimentation est à présenter sur la broche n° 10. Le « moins » est à relier à la broche n° 0. Les broches n° 8, 4, 5, 6, 7, 2, 1, 16, 15 et 14 correspondent respectivement aux entrées adresses A<sub>0</sub> à A<sub>9</sub>, c'est-à-dire à 2<sup>10</sup> = 1 024 possibilités d'adressage.

L'activation ou la mise en position de veille de la mémoire sont commandées par la broche n° 13. Quant à la broche n° 3, elle permet de sélectionner le mode de fonctionnement : lecture ou programmation de la mémoire.

Enfin, l'entrée de l'information à 1 bit se réalise par le biais de la broche n° 11, tandis que la sortie correspond à la broche n° 12.

Une précaution est cependant à prendre avec les mémoires statiques : il est nécessaire de sauvegarder continuellement leur programmation par une alimentation sans coupure.

Ce petit émetteur FM transmet les signaux codés dans la bande des 72 MHz. Le codeur peut prendre la forme d'un MM 53200 par exemple. Le MC 2833 conçu par Motorola dispose d'un oscillateur et de deux amplificateurs HF pouvant fonctionner jusqu'à 150 MHz. L'alimentation peut s'effectuer avec une tension de 3 à 9 V, la consommation de courant monte à 4 mA au maximum. La puissance de sortie atteint 10 mW jusqu'à 80 MHz, au-delà elle se retrouve réduite à 4 mW.

Le schéma proposé utilise un quartz de 24 MHz dans un montage à collecteur commun, la self qui relie la broche 1 à l'extrémité du cristal est ajustée pour obtenir une fréquence de sortie, sans modulation, de 72 MHz. Le quartz travaille sur son fondamental en résonance série ; la fréquence vaut ici 24 MHz. L'inductance en série avec le quartz compense l'effet capacitif du modulateur ; sa valeur ira de 2,2  $\mu$ H à 3,9  $\mu$ H. Ce dispositif permet de réaliser une modulation de fréquence de plus ou moins 800 Hz qui va être multipliée par 3 dans les étages suivants. Sur la broche 14, on récupère directement l'harmonique 3 aux bornes du circuit accordé réalisé autour de l'inductance de 0,1  $\mu$ H et du condensateur de 47 pF. Les deux étages suivant le filtre portent la puissance à un niveau d'environ 10 mW rayonnées par l'antenne 1/4 d'onde. Le diviseur capacitif constitué des condensateurs de 47 pF et de 330 pF permet d'adapter l'impédance de la broche 9 à celle de l'antenne. Les crêteaux provenant du codeur agissent sur la diode Varicap interne et provoquent la variation de fréquence.

## LE TRANSISTOR BF245C

E.P.

Le BF245C est un transistor à effet de champ, *Field Effect Transistor* (FET), à canal N en boîtier plastique TO 92 ; il reste très utilisé dans les amplificateurs BF et HF. La capacité de transfert inverse  $C_{rs} = 1,1$  pF lui permet de fonctionner assez haut en fréquence avec une admittance de transfert direct  $|Y_{fs}|$  de 3 à 6,5 mS. En régime permanent, le courant drain admissible atteint 25 mA pour une puissance totale maximale de 300 mW. Les paramètres « Y » pour  $V_{GS} = 0$  V,  $V_{DS} = 15$  V et  $I_D = 17$  mA sont les suivants pour un montage en source commune :

à  $f = 1$  kHz

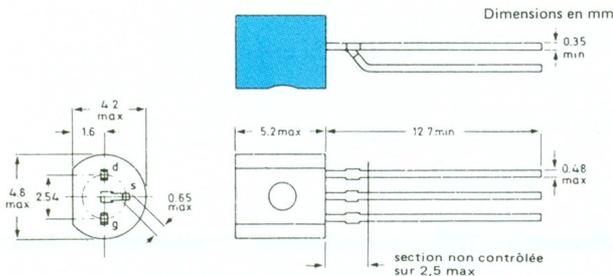
- admittance de transfert direct  $|Y_{fs}|$  de 3 à 6,5 mS
- admittance de sortie  $|Y_{os}|$  25  $\mu$ S

à  $f = 200$  MHz

- conductance d'entrée  $g_{is}$  250  $\mu$ S
- admittance de transfert inverse  $|Y_{rs}|$  1,4 mS
- admittance de transfert direct  $|Y_{fs}|$  6 mS
- conductance de sortie  $g_{os}$  40  $\mu$ S

à  $f = 1$  MHz,  $V_{DS} = 20$  V et  $V_{GS} = -1$  V, la capacité d'entrée  $C_{is} = 4$  pF et celle de sortie  $C_{os} = 1,6$  pF. La fréquence de coupure de 700 MHz est atteinte quand  $g_{fs} = 0,7$  fois sa valeur à 1 kHz, soit 5 mS  $\times$  0,7 = 3,5 mS, avec  $V_{DS} = 15$  V et  $V_{GS} = 0$ .

Tensions limites :  $\pm V_{DS} = 30$  V,  $V_{DGO} = 30$  V,  $-V_{GSO} = 30$  V.

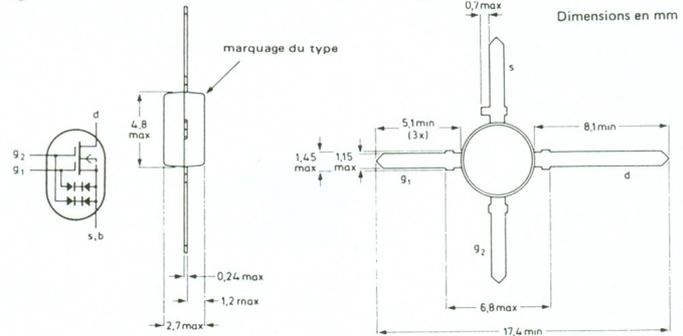


## TRANSISTOR BF960

E.P.

Le BF960 est un transistor MOSFET à canal N en boîtier plastique SOT-103. Il fonctionne en appauvrissement et se destine aux applications jusqu'au domaine des UHF. La tension d'alimentation optimale se situe entre 15 à 16 V, ses entrées sont protégées contre les surtensions par deux diodes zener en opposition montées entre grilles et source. Il se retrouve souvent utilisé dans les amplificateurs sélectifs et les mélangeurs jusqu'à 800 MHz, le facteur de bruit ne dépasse pas 3 dB et le gain avoisine les 17 dB lorsque le courant drain  $I_D = 7$  mA et la tension drain source  $V_{DS} = 10$  V, la tension entre la grille 2 et la source  $V_{G2S} = 4$  V, la variation de  $V_{G2S}$  engendre la variation du gain de l'étage monté en amplificateur. Les caractéristiques dynamiques pour le montage en source commune sont les suivantes, avec  $I_D = 7$  mA,  $V_{DS} = 10$  V,  $V_{G2S} = 4$  V :

- l'admittance de transfert  $|Y_{fs}| = 12$  mS
- capacité grille 1  $C_{ig1S} = 1,8$  pF
- capacité grille 2  $C_{ig2S} = 1$  pF
- capacité de transfert inverse  $C_{rs} = 0,25$  pF
- capacité de sortie  $C_{os} = 0,9$  pF
- facteur de bruit à 200 MHz  $F_{200} = 1,6$  dB
- facteur de bruit à 800 MHz  $F_{800} = 2,8$  dB
- gain en puissance à 200 MHz  $G_{p200} = 23$  dB
- gain en puissance à 800 MHz  $G_{p800} = 16,5$  dB



## TRANSISTOR BF199

E.P.

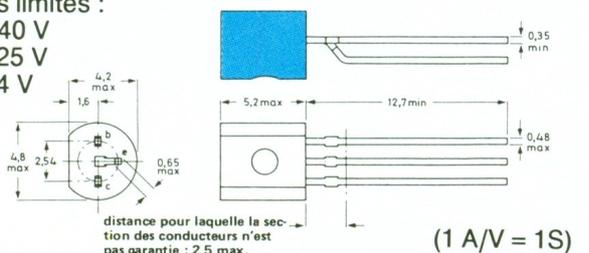
Il se présente sous la forme d'un boîtier TO92 plastique, la structure est de type NPN. Son utilisation reste du domaine de l'amplification moyenne fréquence dans les postes de télévision. La fréquence de transition pour  $V_{CE} = 10$  V et  $I_C = 5$  mA vaut 550 MHz, le gain maximal à 35 MHz pour  $I_C = 7$  mA est de 44 dB. Ce transistor se caractérise par une capacité de transfert inverse très faible à  $f = 10,7$  MHz de 340 femtofarads (0,34 pF) ; cette particularité évite des auto-oscillations dans les montages d'amplificateurs.

Les caractéristiques principales sont regroupées ci-dessous : Pour  $V_{CE} = 10$  V, pour obtenir un courant collecteur  $I_C = 7$  mA le courant base doit se situer entre 60 à 185  $\mu$ A et la tension  $V_{BE}$  varie de 0,775 V à 0,925 V ; dans ces conditions, à 35 MHz les paramètres « Y » pour un montage à émetteur commun valent :

- Conductance d'entrée  $g_{ie} = 5,5$  mA/V
- Capacité d'entrée  $C_{ie} = 55$  pF
- Admittance de transfert inverse  $|Y_{re}| = 75$   $\mu$ A/V
- Phase de  $|Y_{re}|$   $\theta_{re} = 268^\circ$
- Admittance de transfert direct  $|Y_{fe}| = 220$  mA/V
- Phase de  $|Y_{fe}|$   $\theta_{fe} = 338^\circ$
- Conductance de sortie  $g_{oe} = 80$   $\mu$ A/V
- Capacité de sortie  $C_{oe} = 2$  pF

Tensions limites :

- $V_{CBO} 40$  V
- $V_{CEO} 25$  V
- $V_{EBO} 4$  V



## TRANSISTOR 2N2218A

E.P.

Il s'agit d'un transistor NPN en boîtier métallique TO39 avec le collecteur qui s'y trouve relié. On le destine à des applications en commutation rapide, amplificateurs audio et à courant continu. La fréquence de transition de 250 MHz est obtenue avec  $I_C = 20$  mA et  $V_{CE} = 20$  V, le courant maximal admissible en régime continu est de 0,8 A pour une puissance totale dissipée de 3 W, le gain en courant  $h_{fe}$  vaut 35 pour  $I_C = 10$  mA et  $V_{CE} = 20$  V. La capacité de collecteur vaut  $C_c < 8$  pF et celle d'émetteur reste inférieure à  $C_e < 25$  pF.

Les paramètres hybrides « h » en émetteur commun sont les suivants pour  $I_C = 1$  mA,  $V_{CE} = 10$  V et  $f = 1$  kHz :

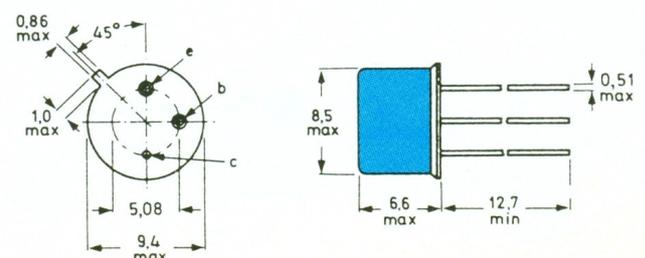
- Impédance d'entrée :  $h_{ie} = 1$  à 3,5 k $\Omega$
- Rapport de transfert de tension inverse :  $h_{re} < 5 \cdot 10^{-4}$
- Admittance de sortie :  $3 < h_{oe} < 15$   $\mu$ S

Pour  $I_C = 10$  mA et  $V_{CE} = 10$  V les paramètres deviennent :

- $h_{ie} = 200 \Omega$  à 1 k $\Omega$
- $h_{re} = 2,5 \cdot 10^{-4}$
- $h_{fe} = 50$  à 300
- $h_{oe} = 10$  à 100  $\mu$ S

Tensions limites :

- $V_{CBO} 75$  V
- $V_{CEO} 40$  V
- $V_{EBO} 6$  V



## TRANSISTOR 2N2222A

E.P.

Le 2N2222A à structure bipolaire NPN se présente sous la forme d'un boîtier métallique TO18 avec le collecteur qui s'y retrouve relié. La principale application réside dans la commutation très rapide de signaux et amplificateurs à courant continu. La fréquence de transition pour  $I_C = 20 \text{ mA}$  et  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  vaut  $300 \text{ MHz}$ . Le courant collecteur en régime permanent ne doit pas dépasser  $800 \text{ mA}$ , la puissance dissipée maximale atteint  $1,2 \text{ W}$ . La capacité de collecteur  $C_c = 8 \text{ pF}$ , celle d'émetteur  $C_e = 25 \text{ pF}$  à une fréquence de  $100 \text{ kHz}$ . Le gain en courant continu varie en fonction du courant collecteur, pour  $V_{CE} = 10 \text{ V}$ ,  $h_{fe}$  passe de 35 à 375 pour  $I_C$  passant de  $10 \mu\text{A}$  à  $150 \text{ mA}$ . Les paramètres hybrides, en h, pour le montage en émetteur commun sont les suivants, pour  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  et  $f = 1 \text{ kHz}$  :

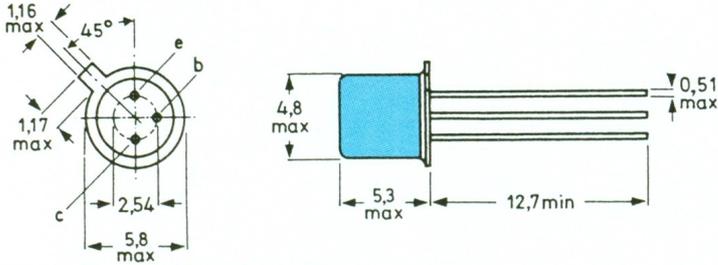
- Impédance d'entrée hie de 2 à  $8 \text{ k}\Omega$ .
- Rapport de transfert inverse hre  $< 8 \cdot 10^{-4}$ .
- Admittance de sortie hoe de 5 à  $35 \mu\text{s}$ .

Dans les mêmes conditions avec  $I_C = 10 \text{ mA}$ , les paramètres h prennent les valeurs suivantes :

- hie de 0,25 à  $1,25 \text{ k}\Omega$
- hre  $< 4 \cdot 10^{-4}$
- hoe de 25 à  $200 \mu\text{s}$

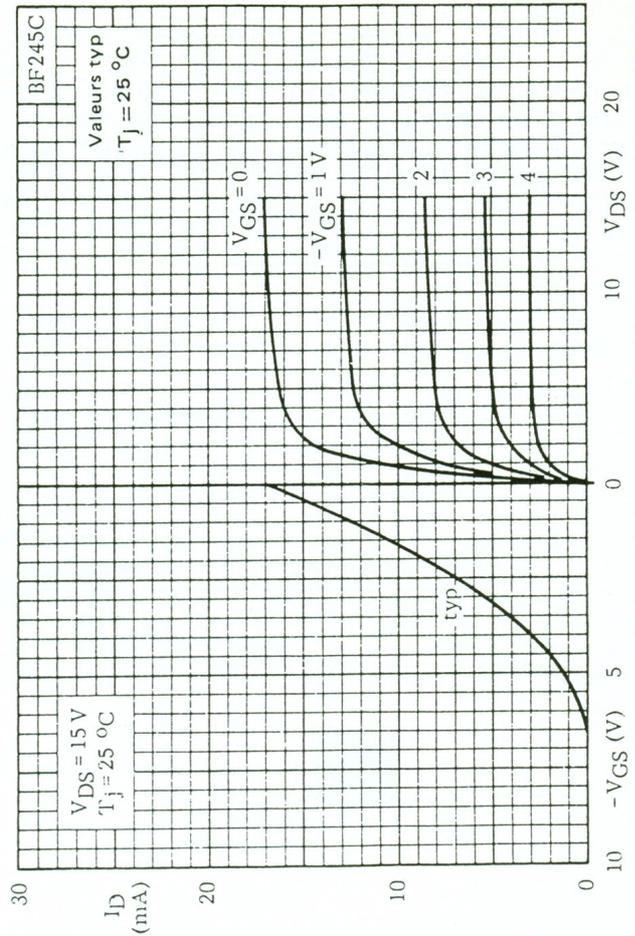
Tensions limites :

- $V_{CBO}$  75 V
- $V_{CEO}$  40 V
- $V_{EBO}$  6 V



## LE TRANSISTOR BF245C

E.P.



## TRANSISTOR 2N2219A

E.P.

Ce transistor NPN est livré en boîtier métallique TO39, le collecteur y étant relié. Les domaines d'applications vont des amplificateurs audio ou radio jusqu'à  $100 \text{ MHz}$  ou en commutation rapide. La fréquence de transition est atteinte à  $f_t = 300 \text{ MHz}$  pour  $I_C = 20 \text{ mA}$  et  $V_{CE} = 20 \text{ V}$ , le gain en courant continu à  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  et  $I_C = 10 \text{ mA}$  vaut  $h_{fe} = 75$ . En régime de fonctionnement permanent le courant  $I_C$  peut monter à  $800 \text{ mA}$  si la puissance totale dissipée ne dépasse pas  $3 \text{ W}$ . Le gain en courant continu pour  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  varie en fonction du courant de collecteur  $I_C$ , pour  $I_C = 100 \mu\text{A}$  et  $I_C = 150 \text{ mA}$  le gain  $h_{fe}$  passe de 35 à 375. La capacité collecteur vaut  $C_c = 8 \text{ pF}$  et celle d'émetteur  $C_e = 25 \text{ pF}$ . Les paramètres h en émetteur commun sont les suivants, pour  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  et  $f = 1 \text{ kHz}$  :

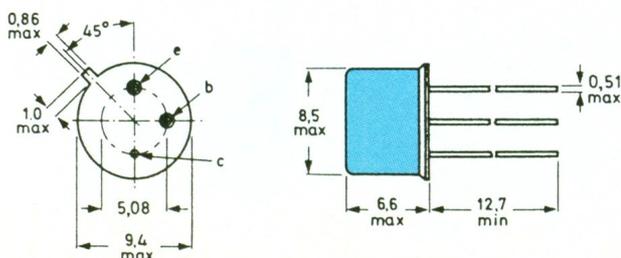
- Impédance d'entrée : hie de 2 à  $8 \text{ k}\Omega$
- Rapport de transfert de tension inverse : hre  $< 8 \cdot 10^{-4}$
- Admittance de sortie : hoe de 5 à  $35 \mu\text{s}$

Dans les mêmes conditions avec  $I_C = 10 \text{ mA}$

- hie de 0,25 à  $1,25 \text{ k}\Omega$
- hre  $< 4 \cdot 10^{-4}$
- $h_{fe}$  de 75 à 375
- hoe de 25 à  $200 \mu\text{s}$

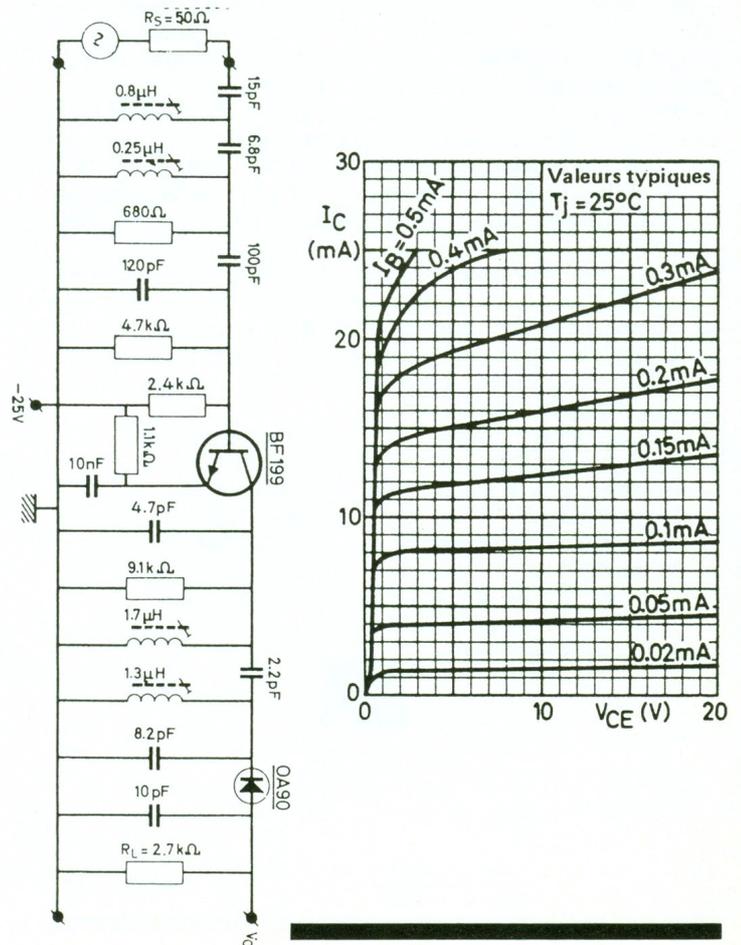
Tensions limites :

- $V_{CBO}$  75 V
- $V_{CEO}$  40 V
- $V_{EBO}$  6 V



## TRANSISTOR BF199

E.P.



## TRANSISTORS BC 107 A BC 109 SERIES A, B, C

E.P.

Ces transistors NPN sont fabriqués en boîtier métallique TO18, le collecteur y étant relié. Le BC 107 est principalement destiné aux étages de commande des amplificateurs audiofréquences et aux circuits de traitement des signaux des téléviseurs. Le BC 108 s'utilise dans des applications basse tension, étages de commande, préamplificateurs BF et récepteurs de télévision. Le BC 109 s'emploie dans les étages d'entrée BF à faible bruit, magnétophones et amplificateurs Hi-Fi. Le facteur de bruit sur une charge de  $2\text{ k}\Omega$ , avec  $I_C = 200\ \mu\text{A}$  et  $V_{CE} = 5\text{ V}$ , vaut  $1,4\text{ dB}$ . Les trois modèles ont une fréquence de transition de  $300\text{ MHz}$ . Le gain en courant, pour  $I_C = 2\text{ mA}$  et  $V_{CE} = 5\text{ V}$ , vaut :

BC 107  $120 > B < 420$

BC 108  $180 > B < 520$

BC 109  $220 > B < 800$ .

L'impédance d'entrée à  $1\text{ kHz}$  pour  $I_C = 2\text{ mA}$  et  $V_{CE} = 5\text{ V}$  :

BC 107  $h_{ie} > 1,6\text{ k}\Omega$

BC 108  $h_{ie} > 3,2\text{ k}\Omega$

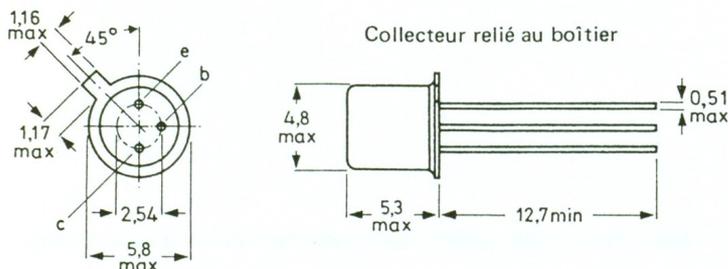
BC 109  $h_{ie} > 6\text{ k}\Omega$ .

L'admittance de sortie, dans les mêmes conditions de polarisation :

BC 107  $h_{oe} < 30\ \mu\text{S}$

BC 108  $h_{oe} < 60\ \mu\text{S}$

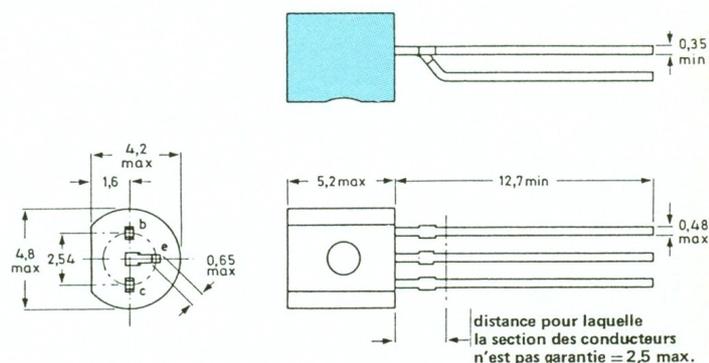
BC 109  $h_{oe} < 110\ \mu\text{S}$ .



## TRANSISTOR BF 198

E.P.

Le transistor NPN BF 198 en boîtier plastique TO92. Il se caractérise par une capacité de transfert inverse très faible et se destine aux étages à commande de gain des amplificateurs moyenne fréquence des récepteurs de télévision. La fréquence de transition est de  $400\text{ MHz}$  pour un courant collecteur de  $10\text{ mA}$  et  $V_{CE} = 10\text{ V}$ . La capacité de transfert inverse,  $C_{re} = 200\text{ pF}$  à  $10,7\text{ MHz}$  pour  $I_C = 1\text{ mA}$  et  $V_{CE} = 10\text{ V}$ . Le gain unilatéralisé vaut  $42\text{ dB}$  à  $f = 35\text{ MHz}$  pour  $V_{CE} = 10\text{ V}$  et  $I_C = 4\text{ mA}$ , la dynamique de CAG atteint  $60\text{ dB}$ . La capacité d'entrée  $C_{ie} = 35\text{ pF}$ , celle de sortie  $C_{oe} = 1,3\text{ pF}$ . Le facteur de bruit est de  $3\text{ dB}$ . Le schéma représente un amplificateur de moyenne fréquence centré sur  $36,4\text{ MHz}$ ,  $-V_{EE} = 25\text{ V}$  et  $R_e = 3\text{ 900}\ \Omega$ . Le contrôle du gain agit sur  $60\text{ dB}$ .



## TRANSISTORS BC 559 ET BC 560

E.P.

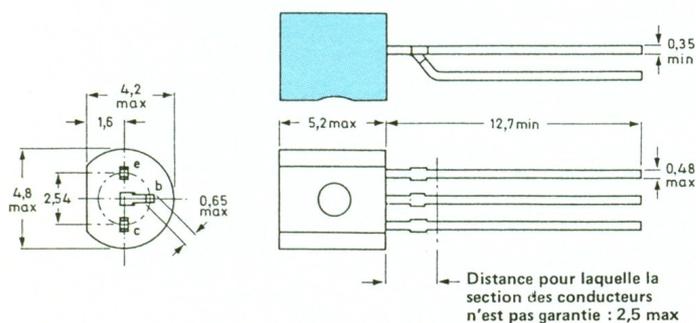
Les transistors PNP BC 559 et BC 560 sont présentés en boîtiers plastique TO92. Ils se destinent aux étages d'entrée à faible bruit pour les magnétophones et chaînes Hi-Fi. La fréquence de transition vaut  $150\text{ kHz}$  à  $-I_C = 10\text{ mA}$  et  $-V_{CE} = 5\text{ V}$ . Le facteur de bruit pour  $-I_C = 200\ \mu\text{A}$  et  $-V_{CE} = 5\text{ V}$  reste inférieur à  $4\text{ dB}$  et typiquement  $1,2\text{ dB}$  pour le BC 559 et  $1\text{ dB}$  pour le BC 560. Le gain en courant continu  $h_{fe}$  pour  $-I_C = 2\text{ mA}$  et  $-V_{CE} = 5\text{ V}$  vaut :

BC 559/560 :  $125 < h_{fe} < 475$

BC 559A/560A :  $125 < h_{fe} < 250$ .

BC 559B/560B :  $220 < h_{fe} < 475$ .

La tension de bruit équivalente s'établit à  $100\text{ mV}$  pour  $-I_C = 200\ \mu\text{A}$  et  $-V_{CE} = 5\text{ V}$  sur une charge de sortie de  $2\text{ k}\Omega$ .



## TRANSISTORS BC 549 ET BC 550

E.P.

Deux transistors NPN faible bruit pour l'amplification audiofréquence, livrés en boîtiers plastique TO92. Il est destiné aux étages d'entrée des magnétophones, chaînes Hi-Fi. La fréquence de transition atteint  $300\text{ MHz}$ , la tension équivalente de bruit vaut  $135\text{ mV}$ . Le facteur de bruit sur une charge de sortie de  $2\text{ k}\Omega$ ,  $I_C = 200\ \mu\text{A}$ ,  $V_{CE} = 5\text{ V}$ , vaut typiquement  $1,4\text{ dB}$  et reste inférieur à  $4\text{ dB}$ . Le gain en courant  $h_{fe}$  (B) pour un courant collecteur  $I_C$  de  $2\text{ mA}$  et  $V_{CE} = 5\text{ V}$ ,

BC 549B  $240 < h_{fe} < 450$

BC 550B  $450 < h_{fe} < 800$ .

L'impédance d'entrée  $h_{ie}$ , pour  $I_C = 2\text{ mA}$  et  $V_{CE} = 5\text{ V}$ , vaut :

BC 549B  $3,2\text{ k}\Omega < h_{ie} < 8,5\text{ k}\Omega$

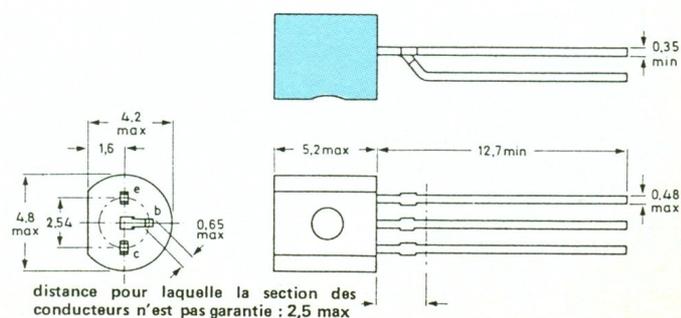
BC 550C  $6\text{ k}\Omega < h_{ie} < 15\text{ k}\Omega$ .

L'admittance de sortie, dans les mêmes conditions de polarisation, vaut :

BC 549B  $30\ \mu\text{S} < h_{oe} < 60\ \mu\text{S}$

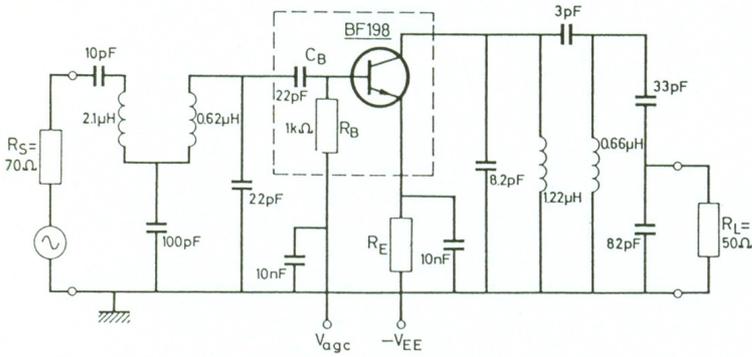
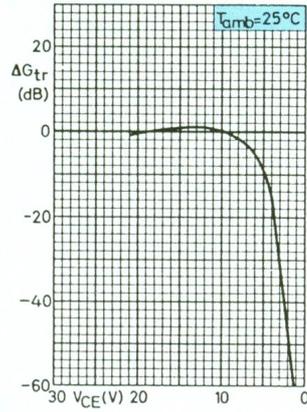
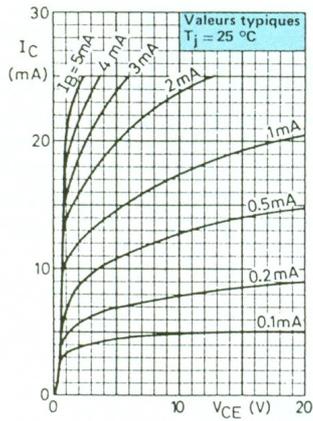
BC 550C  $60\ \mu\text{S} < h_{oe} < 110\ \mu\text{S}$ ,

$1\text{ S (Siemens)} = 1\text{ A/V}$ .



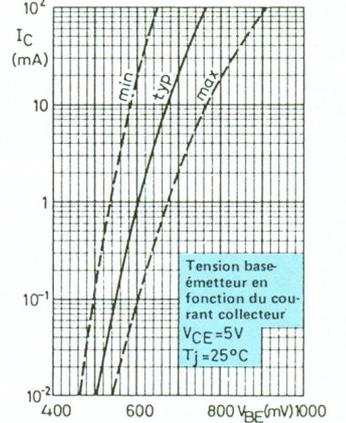
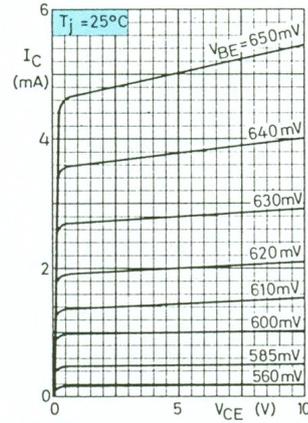
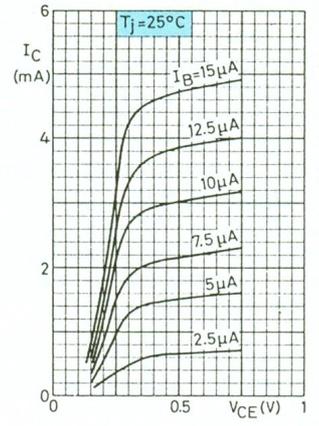
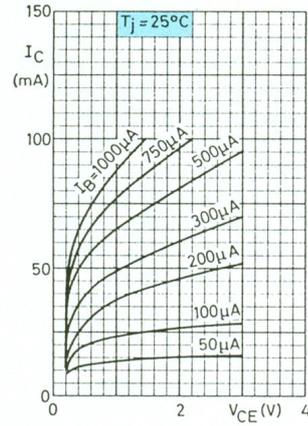
# TRANSISTOR BF 198

E.P.



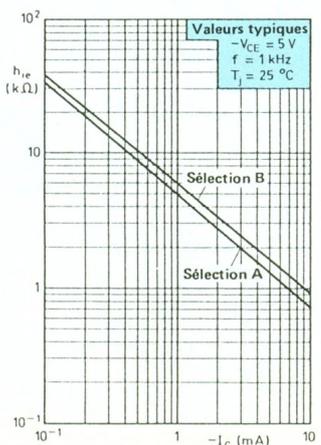
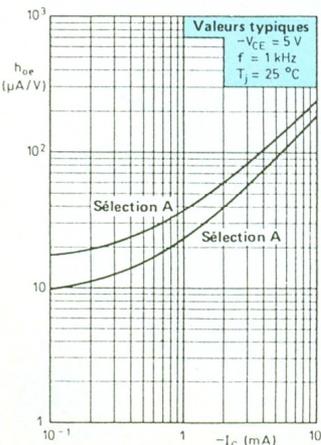
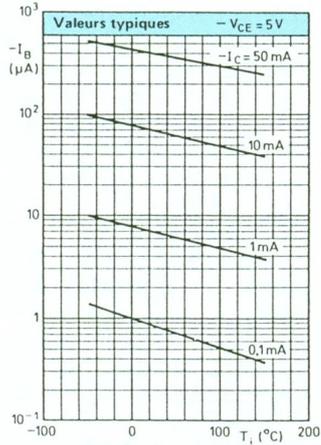
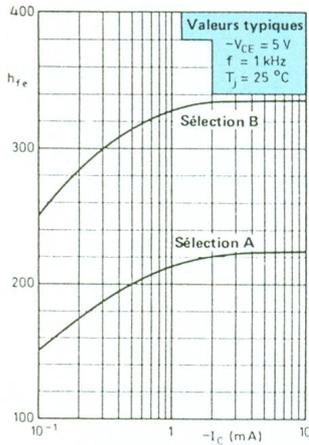
# TRANSISTORS BC 107 A BC 109 SERIES A, B, C

E.P.



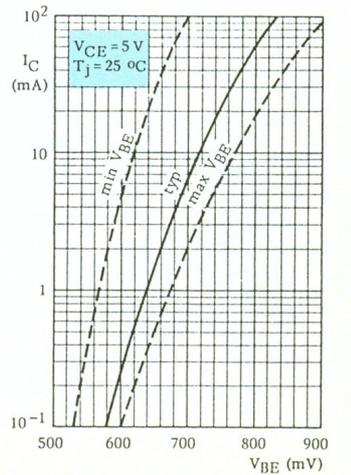
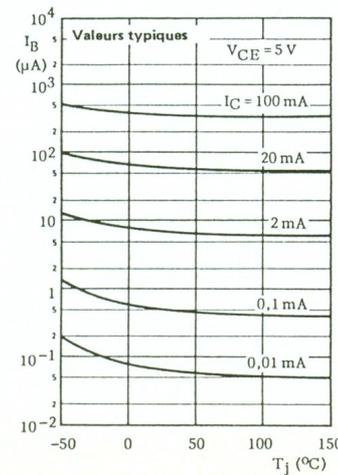
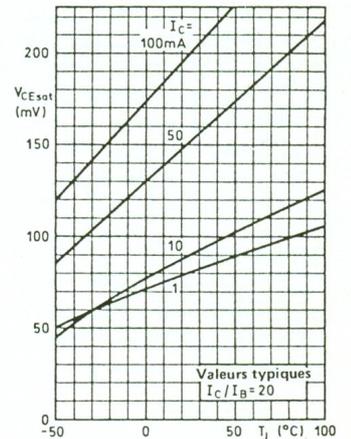
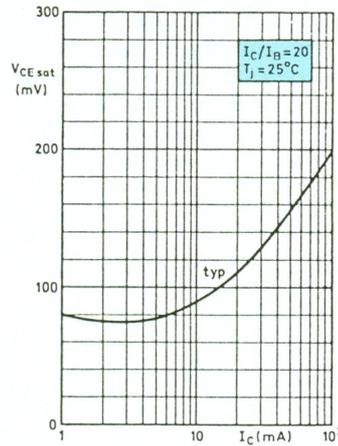
# TRANSISTORS BC 549 ET BC 550

E.P.



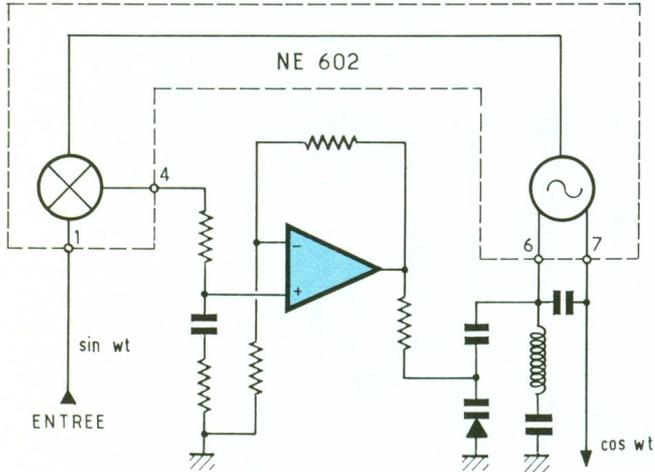
# TRANSISTORS BC 559 ET BC 560

E.P.

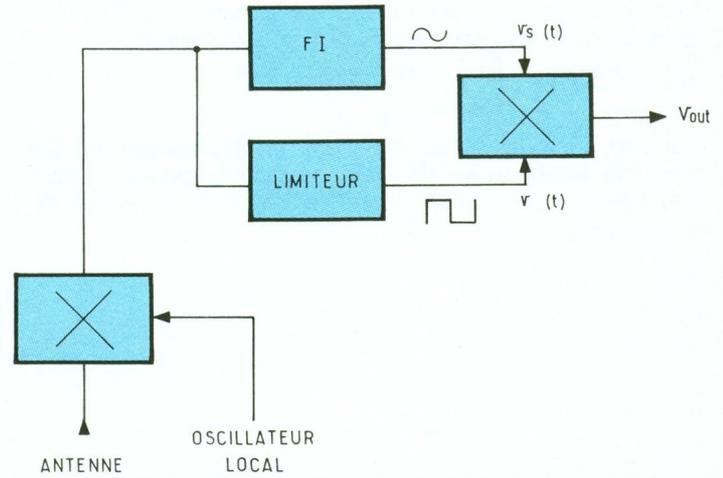
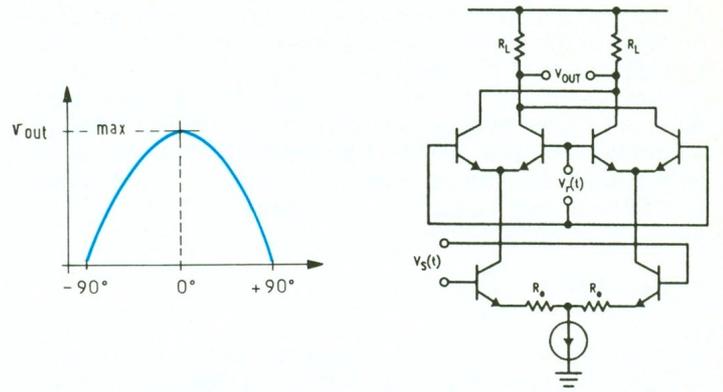


Réseau de quadrature actif

Le NE602 comporte un modulateur équilibré qui joue le rôle de comparateur de phase. En effet, la tension de sortie varie proportionnellement à l'écart de phase des deux entrées. Profitant de cette caractéristique, nous pouvons créer une boucle asservie en fréquence comme le montre le schéma, de plus la phase en sortie du VCO est décalée de 90° par rapport à celle d'entrée. La résonance du circuit oscillant placé aux broches 6 et 7 doit correspondre à la fréquence d'entrée, le signal en quadrature est récupéré sur l'émetteur du transistor oscillateur incorporé dans le NE602. Ce système est employé dans les démodulateurs FM à PLL.



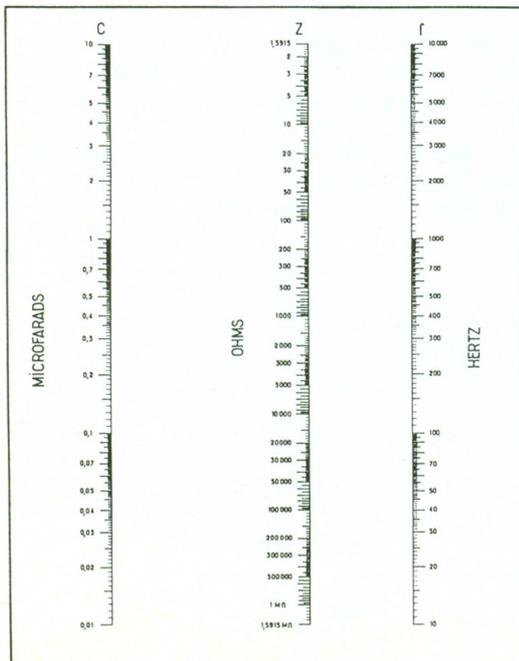
Démodulateur AM synchrone



Abaque

Variation de l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence, cet abaque donne une approximation selon la formule :

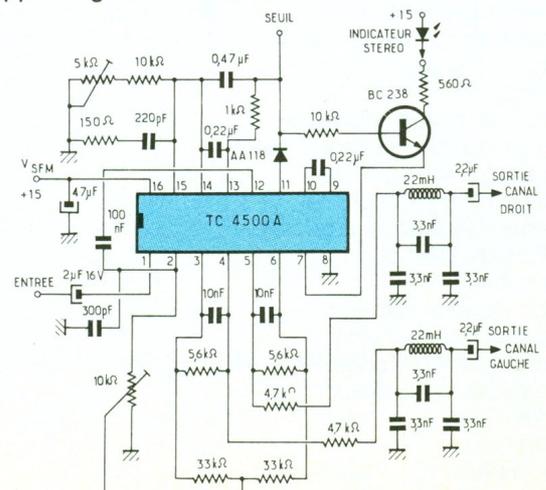
$$Z_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$



LE TCA4500A

Caractéristiques du circuit :

- Sensibilité : 20 mV<sub>eff</sub>
- Résistance d'entrée : 50 kΩ
- Résistance de sortie : 100 Ω
- Plage de capture du PLL : ± 5 %
- Tension U<sub>11</sub> pour la séparation des voies :  
1 dB pour U<sub>11</sub> = 0  
3 dB pour U<sub>11</sub> = 0,7 V  
30 dB pour U<sub>11</sub> = 1,7 V ;
- Gain en tension : 1
- Distorsion pour une tension d'entrée de 2,5 V c/c : 0,3 %
- Rapport signal sur bruit : 80 dB.



## Démodulateur AM synchrone

A l'aide du multiplicateur analogique de la figure, on peut réaliser un détecteur synchrone permettant la démodulation des signaux AM. Sur l'entrée  $V_S(t)$  on applique le signal provenant de la chaîne d'amplification linéaire, alors qu'au même moment sur  $V_r(t)$  on injecte un signal carré de même fréquence et de même phase qui commute la paire différentielle supérieure. Lorsque la phase des signaux vaut  $0^\circ$  la tension  $V_{out}$  atteint son maximum. La tension de sortie répond à la relation :

$$V_{out} = (0,637) \times \frac{RL}{Re} \times Fm(t) \cos \varnothing$$

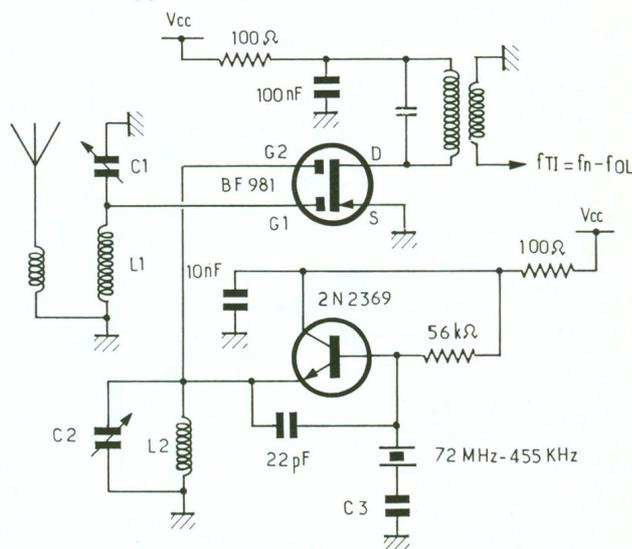
avec  $Fm(t) \cos \varnothing$  étant la fréquence porteuse du signal AM, on constate que pour  $\varnothing = 0^\circ$ , on a  $\cos \varnothing = 1$ , donc l'amplitude de  $V_{out}$  maximale. Si par contre  $\varnothing = 90^\circ$ ,  $\cos \varnothing = 0$  et  $V_{out}$  est nulle. Si  $\varnothing = 45^\circ$  on obtient :

$$V_{out} = (0,637) \times \frac{RL}{Re} \times 0,707 fm(t).$$

Dans tous les cas, il faut maintenir un déphasage nul. Ce mode de détection AM permet la démodulation de signaux d'entrée possédant une très faible amplitude et réduit l'effet du fading sélectif.

## Mélangeur actif à MOSFET

Ce schéma constitue une tête HF idéale et de très grande sensibilité avec une plage d'utilisation à forte dynamique. Elle peut s'employer pour toutes les fréquences de 27 à quelque 200 MHz. Le quartz résonne sur son harmonique 3 ou 5, la capacité  $C_3$  permet d'ajuster la fréquence de résonance. Sur l'émetteur du 2N2369 on trouve un réseau accordé composé de  $L_2$  et  $C_2$  ajustables pour réaliser l'accord, ici sur 72 MHz. Le signal injecté sur  $G_2$  du MOSFET permet de réaliser la différence entre la fréquence d'entrée et celle du quartz. Dans cette application nous avons choisi une FI de 455 kHz, mais toute autre peut convenir, le gain de conversion d'un tel montage avoisine les 15 dB. La tension  $V_{CC}$  vaut 9 à 12 V.



## Le TCA4500A

Ce circuit intégré Siemens permet la démodulation des signaux stéréo afin de restituer les canaux droit et gauche des émissions radiophoniques FM. Il utilise pour cela un système à boucle d'asservissement de phase et dispose d'un réglage de séparation des voies droite et gauche avec indication par DEL si l'émission est en stéréophonie ou monophonie. La sensibilité au troisième harmonique de la porteuse pilote fut éliminée grâce au fonctionnement du système d'asservissement de phase. La commutation mono/stéréo s'établit automatiquement dans le cas où les signaux d'antenne deviennent faibles, elle s'effectue sur la séparation des voies droite et gauche pour une meilleure progressivité. La tension d'alimentation va de 8 à 16 V pour une consommation de courant d'environ 35 à 40 mA. Le schéma présenté dispose du réglage progressif de la séparation droite/gauche et d'un filtre passe-bas réjecteur 19 kHz sur chaque sortie.

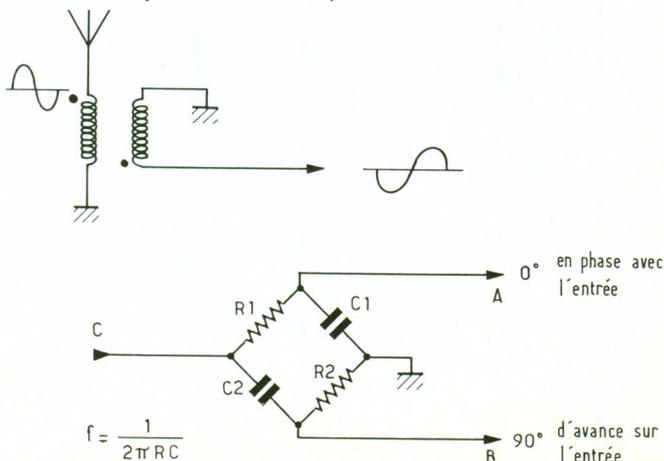
- 1 Entrée
- 2 Sortie du préamplificateur
- 3 Entrée de l'amplificateur gauche
- 4 Sortie du canal gauche
- 5 Sortie du canal droit
- 6 Entrée de l'amplificateur droit
- 7 Affichage stéréo
- 8 Masse
- 9 Seuil de commutation
- 10 Seuil de commutation
- 11 Sortie 19 kHz/réglage de la séparation entre canaux
- 12 Entrée du modulateur
- 13 Filtre
- 14 Filtre
- 15 Oscillateur RC - réseau
- 16 Tension d'alimentation +  $U_S$

## Circuits déphaseurs passifs

Ce circuit permet d'obtenir sur la voie B une avance de  $90^\circ$  sur les ports A et C à la condition d'avoir  $R_1 = R_2 = X_{C1} = X_{C2}$ , avec  $X_C = 1/2 \cdot \pi \cdot f \cdot C$ , la fréquence de résonance du circuit vaut

$$f = \frac{1}{2 \pi R C}$$

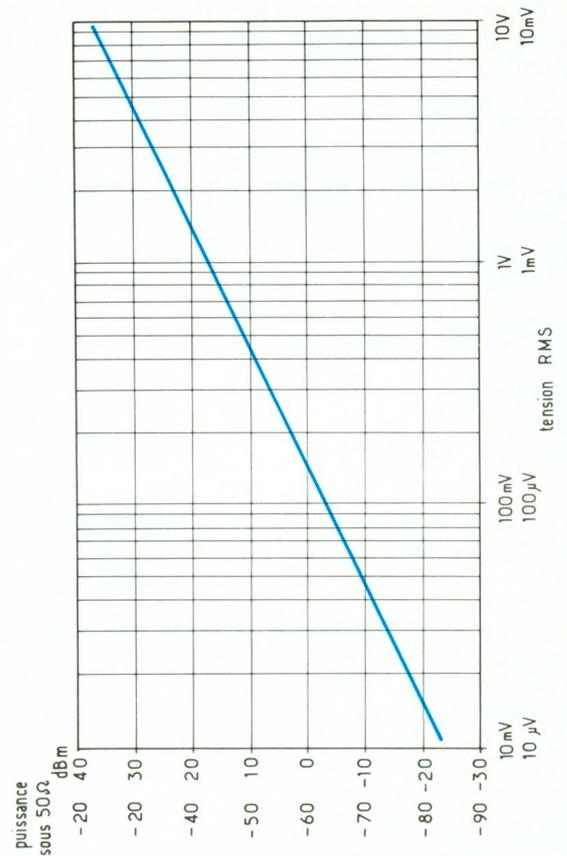
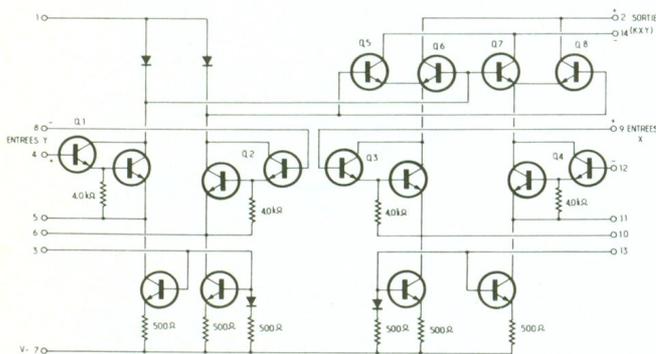
Dans le circuit ci-dessous, le déphasage vaut  $180^\circ$ . Le point noir correspond au point chaud de la bobine, c'est-à-dire au début de l'enroulement. Dans ce cas précis, les enroulements sont en sens opposé. Le déphaseur  $90^\circ$  est souvent utilisé pour les démodulateurs FM ou les générateurs BLU. En augmentant  $C_2$  ou en diminuant  $C_1$ , on peut réduire ou ajuster l'écart de phase.



## Le multiplicateur à quatre cadrans MC1495L

Ces circuits sont employés dans les montages où la tension de sortie doit correspondre à un transfert linéaire du produit des deux entrées  $V_X$  et  $V_Y$ . Les domaines d'application vont du simple multiplicateur réalisant  $V_S = K.V_X . V_Y$  au modulateur d'amplitude en passant par le calcul des puissances de deux, des racines carrées et la division de  $V_X$  par  $V_Y$ . Le MC1495L permet ces fonctions avec une dynamique d'entrée de  $-10$  à  $+10$  V, sa tension d'alimentation doit être symétrique et correspond à  $\pm 15$  V. Le facteur d'échelle  $K$  s'ajuste par le courant de la broche 3. La fonction de transfert présentée dans cette fiche donne les caractéristiques principales du MC1495L. Le schéma interne et un exemple concret de multiplicateur sont présentés ci-dessous, avec  $K = 1/10$ .

$R_3$  et  $R_4$  ajustent l'offset de sortie des broches 2 et 14 alors que  $R_2$  règle l'offset en sortie de l'amplificateur opérationnel,  $R_1$  fixe le facteur d'échelle.



## Le filtre passe-tout

Ce filtre permet de réaliser un déphasage arrière (ou retard) d'une fréquence sans en modifier les autres paramètres, l'amplitude par exemple. Le montage présenté offre un déphasage de  $-90^\circ$  lorsque :

$$f = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_3^2 - R_2^2}}$$

Toutefois, le déphasage reste proportionnel à la fréquence et vaut à tout moment :

$$\text{Deph} = -\arctg \times \frac{2R_3 \cdot C \cdot \omega}{1 - (R_3^2 - R_2^2) \cdot C^2 \cdot \omega^2}$$

En enlevant la résistance  $R_2$ , qui vaudrait alors  $0 \Omega$ , on aurait la nouvelle fréquence pour un déphasage de  $-90$  degrés à :

$$f = \frac{1}{2\pi R_3 C}$$

et le déphasage en fonction de la fréquence vaut :

$$\text{deph} = -\arctg \times \frac{2\omega R_3 C}{1 - (R_3^2 C^2 \omega^2)}$$

Le schéma proposé utilise un amplificateur opérationnel dont le gain vaut :

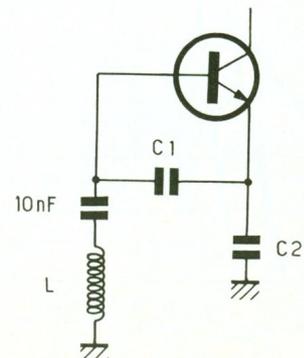
$$G = \frac{R_4}{R_1} = 1$$

## Abaque pour circuit LC

Dans certains cas un grand nombre de calculs et d'expérimentations sont nécessaires pour aboutir aux valeurs des éléments qui composent un réseau LC tel que celui présenté sur le schéma. L'emploi de l'abaque permet de résoudre de manière efficace la formule suivante :

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Un exemple concret pour une fréquence de 15 MHz, la valeur de  $L$  de  $2 \mu\text{H}$  conduit à  $C_2 = 150 \text{ pF}$  et à  $C_1 = 100 \text{ pF}$ . En vérifiant avec la formule citée, on trouve une fréquence de 14,5 MHz, cela est dû aux erreurs de lecture.



L'abaque proposée ici permet de convertir les volts RMS en dBm, dBμV et dBmV dans un système 50 Ω. A partir de la puissance en mW on passe au dBm en appliquant la formule suivante :

$$dBm = 10 \log \frac{P(mW)}{1 mW}$$

et inversement, on passe du dBm à la puissance en faisant comme suit :

$$P = \text{antilog} \frac{dBm}{10}$$

On applique le même principe pour les μV ou les mV :

$$dB\mu V = 20 \log \frac{V(\mu V)}{1 \mu V}$$

$$\text{et } V(\mu V) = \text{antilog} \frac{dB\mu V}{20}$$

on peut aussi transformer les dBm en dBμV en appliquant les équations suivantes :

$$dB\mu V = dBm + 107 = dBmV + 60$$

$$dBmV = dBm + 47.$$

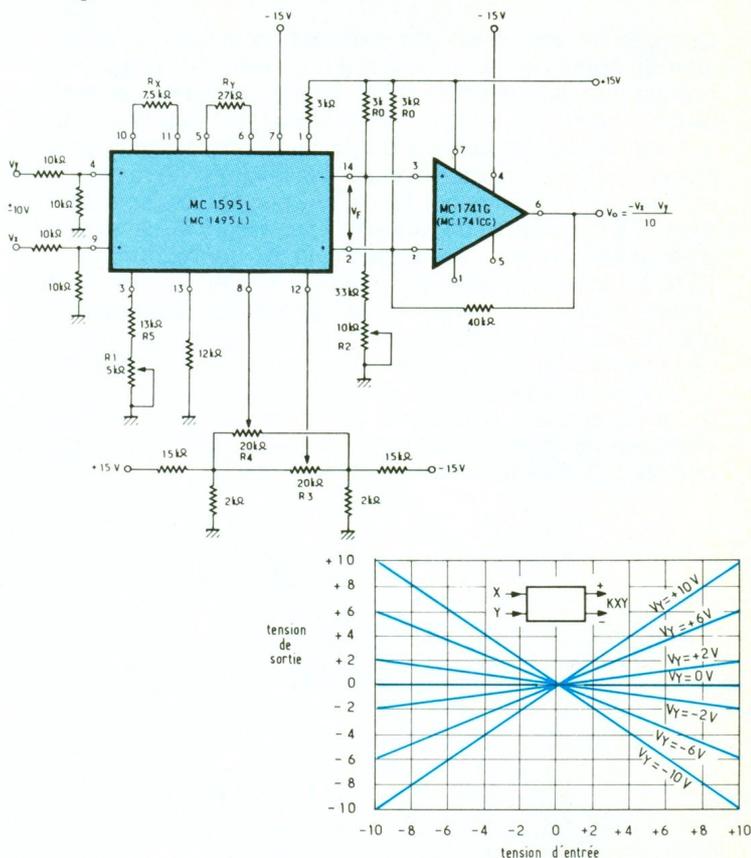
Sur une charge de 50 Ω les références sont les suivantes :

0 dBm correspond à 1 mW

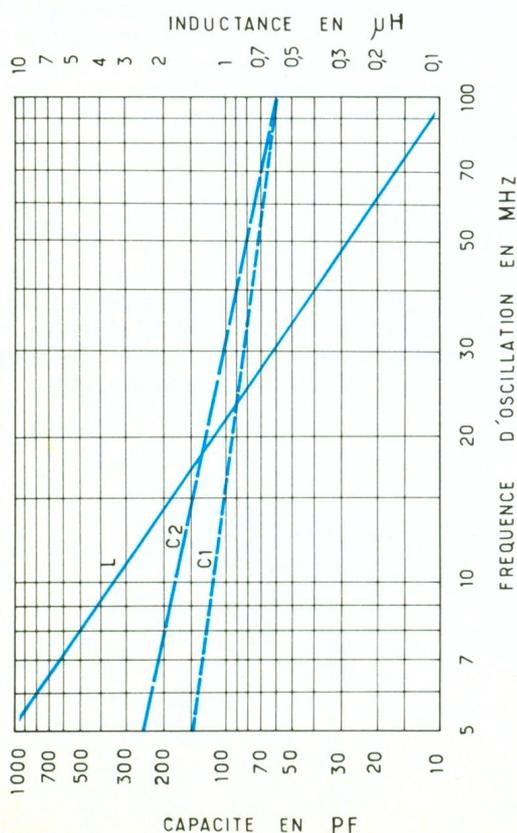
0 dBmV correspond à 1 mV

0 dBμV correspond à 1 μV.

### Le multiplicateur à quatre cadrans MC1495L

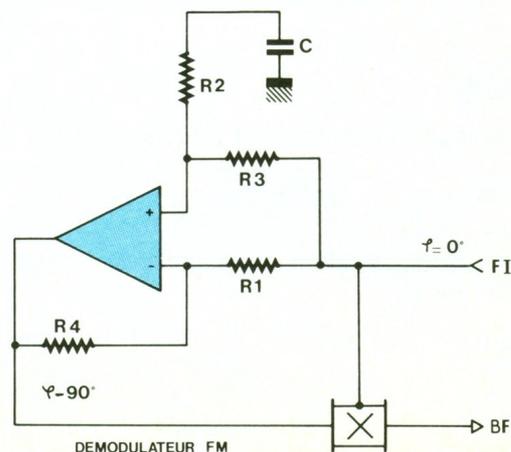


### Abaque pour circuit LC



### Le filtre passe-tout

En effet, pour que ce montage réalise la fonction à laquelle il est prévu, le gain doit être unitaire, les valeurs des résistances R1 et R4 n'influencent alors pas le fonctionnement. L'application présentée permet de réaliser un démodulateur FM sans bobinage. La valeur de la FI doit rester très basse, de l'ordre de 70 à 100 kHz pour que le filtre réagisse correctement. Le discriminateur reçoit donc le signal FI d'un côté et, de l'autre, ce même signal mais en retard de 90 degrés. Comme la fréquence FI varie au rythme du signal audio, le filtre fournira un déphasage proportionnel. Donc, en sortie, nous obtiendrons également une tension variable qui sera le reflet de la BF envoyée par l'émetteur.



**Logique → moteur avec inversion de sens**

Ce système a pour rôle dévolu d'interfacer une commande logique et un moteur à courant continu, via un relaiage.

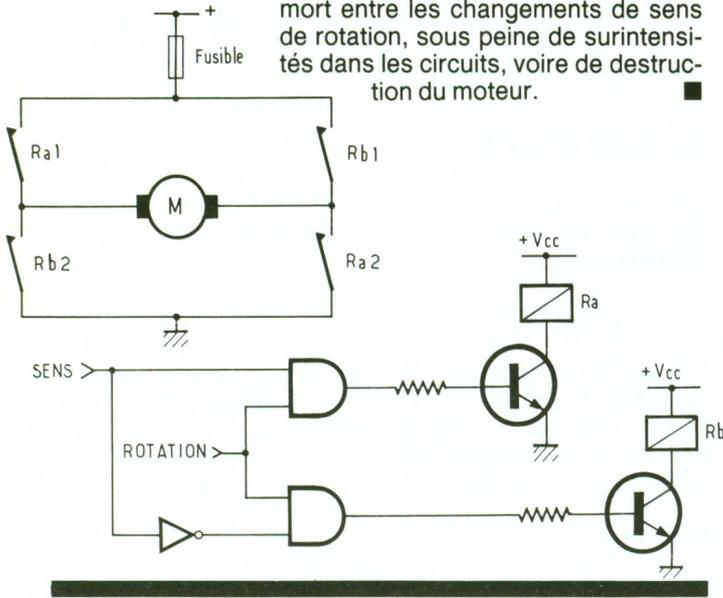
Le premier sens de rotation sera obtenu en faisant coller le relais Ra, soit en fermant les contacts Ra1 et Ra2. Le second sens dépendra de l'alimentation du relais Rb, soit de la fermeture de Rb1 et Rb2.

La commande (non représentée sur le schéma) délivrera deux informations logiques :

**Sens : 0** → 1<sup>er</sup> sens de rotation, **1** → 2<sup>e</sup> sens de rotation.

**Rotations : 0** → moteur à l'arrêt, **1** → moteur en fonctionnement.

**Attention :** il faudra prévoir un temps mort entre les changements de sens de rotation, sous peine de surintensités dans les circuits, voire de destruction du moteur. ■



**LE TCA 440**

Le TCA 440 constitue toute une chaîne de récepteur à simple changement de fréquence. Il peut travailler jusqu'à 50 MHz avec une FI centrée sur 455 kHz. Son fonctionnement est assuré à partir d'une tension de 4,5 V à 12 V maximum, la consommation de courant n'excède pas 12 mA. La sortie audio fournit un signal BF d'une amplitude de 100 mV pour 20 µV à l'entrée HF. L'étage d'entrée se compose d'un amplificateur dont le gain s'ajuste automatiquement en fonction du niveau d'antenne, par le circuit de CAG. Le mélangeur qui suit effectue la translation du signal d'entrée vers la FI centrée et filtrée sur 455 kHz par un filtre céramique. Les amplificateurs FI procurent un gain voisin de 60 dB, le CAG agit directement grâce à la tension continue détectée par la diode.

**Caractéristiques :**

- Tension d'alimentation : 4,5 à 12 V
- Consommation de courant : 12 mA
- Sensibilité HF : 1 µV pour 6 dB de S/B
- Plage d'utilisation : 0 à 50 MHz
- Modulation : AM — Gain total : 100 dB

Broches	Fonctions
1	Entrée 1 de l'amplificateur HF
2	Entrée 2 de l'amplificateur HF
3	Entrée de la commande de CAG HF
4, 5, 6	Circuit accordé de l'oscillateur
7	Sortie FI 455 kHz vers le détecteur
8	Masse
9	Entrée de l'amplificateur de CAG
10	Sortie du S-mètre
11	Découplage FI
12	Entrée FI
13	Découplage FI
14	Alimentation
15	Sortie du mélangeur

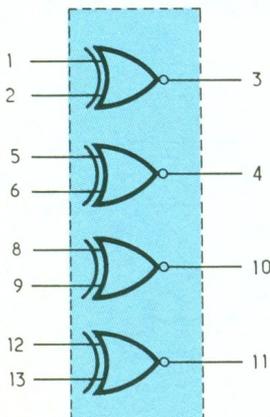
Brochage du circuit

**Quadruple porte NOR exclusif 4077**

Référencé 4077 au sein de la gamme de circuits intégrés C.MOS, ce circuit contient quatre portes NOR exclusif.

Leur brochage est donné ci-dessous. L'alimentation s'effectue jusqu'à 15 V par l'intermédiaire de la broche (14) pour le + VCC et de la broche (7) pour la masse (ou 0 V).

On retrouve dans la table de vérité le fonctionnement logique d'une porte : la sortie affiche un niveau haut (ou 1) lorsque les deux entrées restent au même potentiel, que ce soit un niveau 0 ou un niveau 1. ■



a	b	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$$S = \bar{a} \cdot \bar{b} + a \cdot b$$

**L'inductance active**

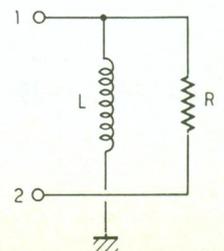
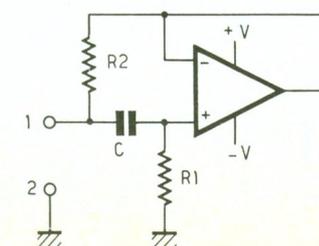
La miniaturisation des circuits électroniques a conduit à développer des systèmes et méthodes permettant de diminuer la taille des composants. Ce qui est vrai pour les semi-conducteurs, condensateurs et résistances ne peut s'appliquer aux inductances. L'idée consiste alors à employer un amplificateur opérationnel autour duquel sont disposées les capacités et résistances adéquates.

On peut voir sur les figures le schéma équivalent au montage équipé d'un AOP. Les valeurs numériques s'obtiennent en appliquant les formules suivantes : R1 plus grand que 1/2 . π . f . C, le facteur de surtension vaut Q = R/2 . π . f . L = 1/2 . π . f . C . R2.

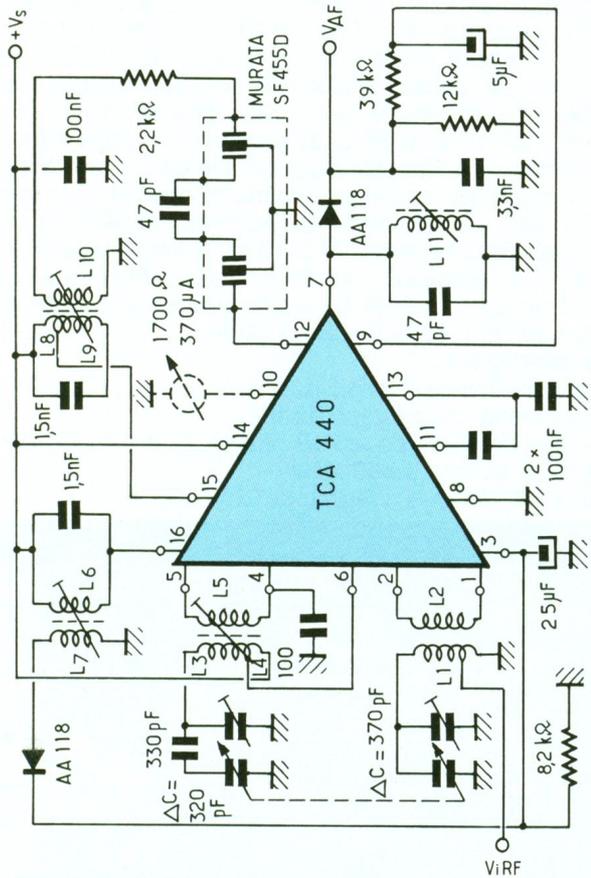
L'inductance équivalente prend alors comme valeur : L = R1 . R2 . C avec toujours R = R1. Si maintenant aux bornes du dipôle 1-2 on place un condensateur de capacité donnée, la fréquence de résonance correspondra à :

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C_a}}$$

et le facteur de surtension diminué par la valeur de la résistance R en parallèle.

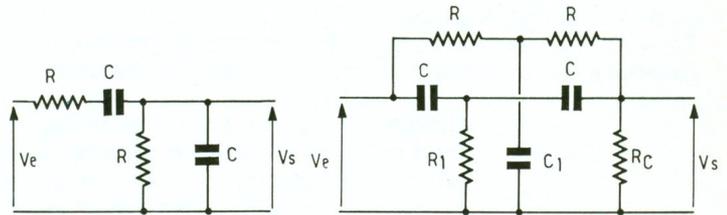


LE TCA 440



Le pont de Wien

Ce circuit présente les caractéristiques d'un filtre passe-bande à déphasage nul pour la fréquence de résonance. Les éléments du réseau se calculent avec la formule suivante :  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = 1/R \cdot C$ , à ce moment la tension de sortie  $V_s$  vaut un tiers de la tension d'entrée  $V_e$ .



Le filtre double T

Ce réseau sélectif élimine une fréquence déterminée par le calcul des éléments. La fonction de transfert s'annule lorsque la pulsation :

$$\omega_0 = \frac{1}{2 \cdot R \cdot R_1 \cdot (C)^2}$$

à la condition d'avoir  $R \cdot C_1 = 4 \cdot R_1 \cdot C$ . Dans la pratique on prend  $R = 2 \cdot R_1$  et  $C_1 = 2 \cdot C$ . la charge de sortie  $R_C$  doit être très supérieure aux valeurs de  $R$  et  $R_1$  pour ne pas altérer la fréquence centrale. Au final, la pulsation de transmission nulle vaudra donc :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Circuit déphaseur RC

Ce montage permet de réaliser un déphasage sélectif de la tension de sortie par rapport à celle d'entrée. Il s'utilise principalement dans les oscillateurs à basse fréquence, où le déphasage de 180° se présente entre la base et le collecteur d'un transistor. La figure donne le principe d'un tel réseau composé de résistances et de capacités. La fonction de transfert d'un tel circuit vaut :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1 - 5a^2) + ja(a^2 - 6)}$$

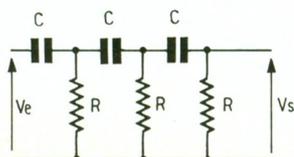
avec :

$$a = \frac{1}{R \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}$$

Lorsque  $a^2 - 6 = 0$  on obtient la résonance et le déphasage correspondant pour :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6 \cdot R \cdot C}}$$

A ce moment  $V_s = -V_e/29$  et le déphasage vaut 180 degré.



C.MOS → Triac

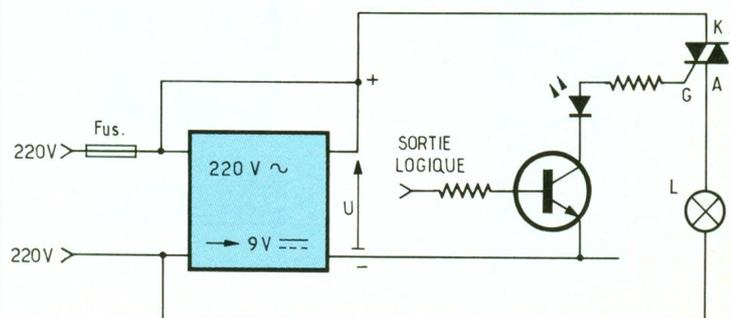
S'agissant d'une commande en « tout ou rien », ce système interface un circuit logique avec un triac.

On prêtera attention en manipulant ce type de montage car **l'un des conducteurs provenant du 220 V reste connecté au + 9 V !** L'alimentation 220 V-9 V comportera de préférence un système transformateur-pont de diodes, afin d'éviter les retours de courant.

La présence d'un niveau haut sur la sortie logique provoque la saturation du transistor.

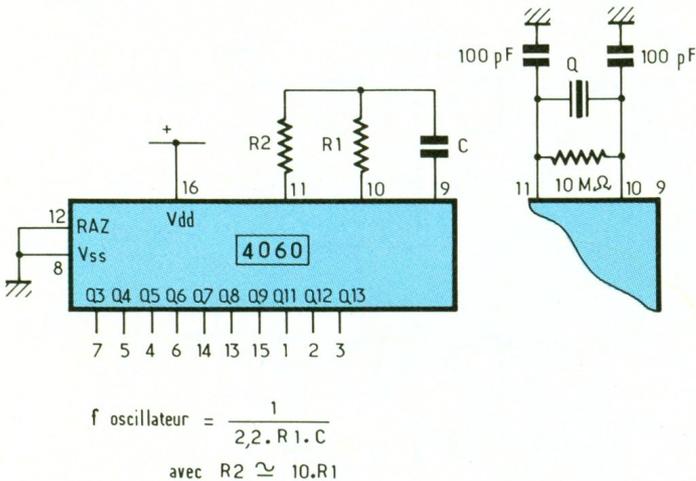
Son courant de collecteur, tout en illuminant la diode LED, déclenche la conduction du triac et par là même l'allumage de « L ».

A noter que la conduction s'opère par extraction de courant. ■



**CMOS 4060 : oscillateur + diviseur à 14 étages**

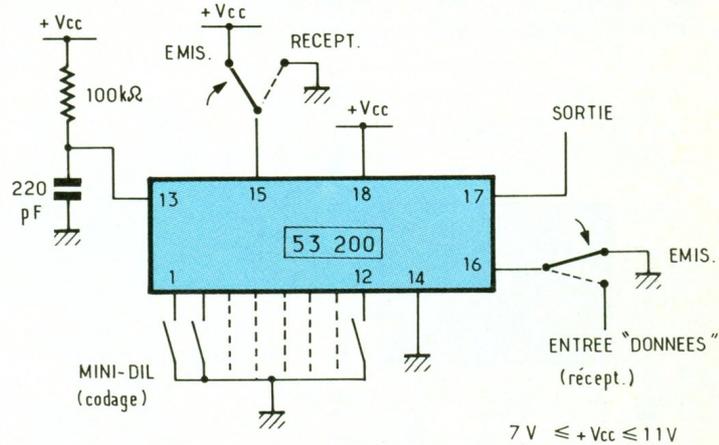
Ce circuit se compose d'un oscillateur pouvant être configuré en version Quartz ou R-C, suivi d'un compteur binaire à report séquentiel à 14 étages. La borne M.R. constitue une commande de R.A.Z. générale, sensible sur niveau logique 1. Les sorties Q<sub>3</sub> à Q<sub>13</sub> (excepté Q<sub>10</sub> non disponible) fournissent un facteur de division de la fréquence de l'oscillateur, allant de 16 (2<sup>4</sup>) à 16 384 (2<sup>14</sup>). L'oscillateur interne peut être remplacé par un signal extérieur appliqué en 11.



**Encodeur-décodeur 12 bits 4096 combinaisons**

Ce C.I., suivant l'état appliqué sur sa broche 15, se configure en encodeur ou en décodeur. Il offre de multiples applications en télécommande.

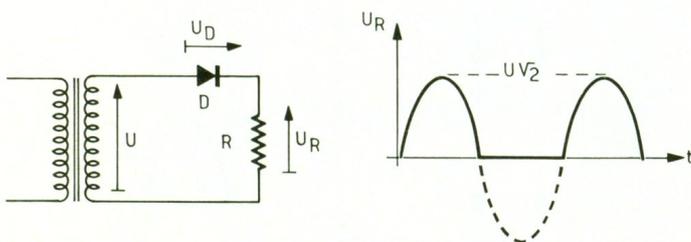
- En mode **CODAGE**, un train d'impulsions numériques, fonction de la combinaison imposée par les mini-dil sur les broches 1 à 12, apparaît en 17.
- En mode **DECODAGE**, le message numérique reçu est appliqué en 16. S'il est conforme (bases de temps identiques à 5 % près, programmations des mini-dil similaires), il apparaît, après quatre vérifications successives, un état bas en 17.



**Redressement mono-alternance**

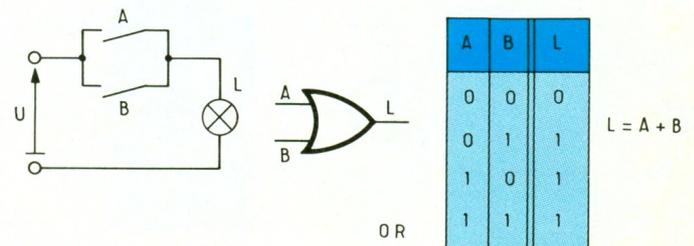
Une seule et unique diode est utilisée. Elle ne redresse que les alternances positives de U. Apparaît alors aux bornes de la résistance de charge R la tension représentée sur le graphe. La partie en pointillés correspond au blocage de D.

La tension inverse maximale appliquée à la diode équivaut à la crête de la sinusoïde, soit à  $-U_{\text{efficace}} \times \sqrt{2} \approx -1,414 \cdot U_{\text{eff}}$ .



**Porte OU ou OR**

Son fonctionnement peut être assimilé au schéma électrique ci-dessous : il faut que A **OU** B (ou les deux) soient actifs (état logique 1) pour que l'ampoule L puisse s'allumer (état logique 1). La table de vérité présentée correspond à des portes OR à 2 entrées comme celles contenues dans un circuit intégré CMOS 4071. Les CMOS 4072 et 4075 comportent respectivement des portes à 4 et 3 entrées.



### Décodeur de fréquence

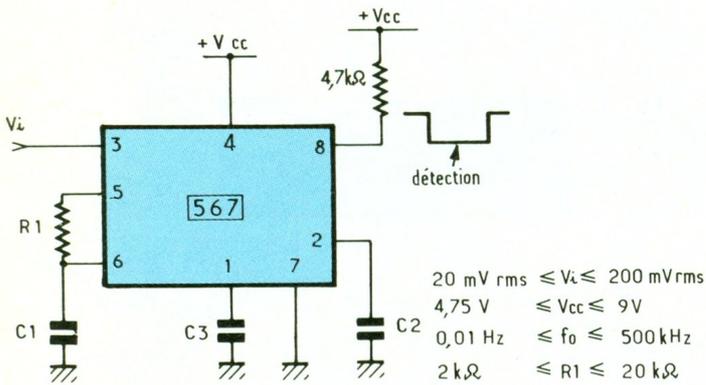
Ce C.I. trouve ses applications dans le décodage de fréquences téléphoniques (DTMF), dans le domaine des télécommandes et dans la détection de fréquences. Le 567 est un oscillateur à verrouillage de phase dont la fréquence à détecter vaut :

$$f_0 = \frac{1,1}{R_1 \cdot C_1}$$

et la bande passante (gamme centrée sur  $f_0$  pour laquelle la détection s'effectue encore) :

$$BP = 1070 \sqrt{\frac{V_i}{f_0 \cdot C_2}}$$

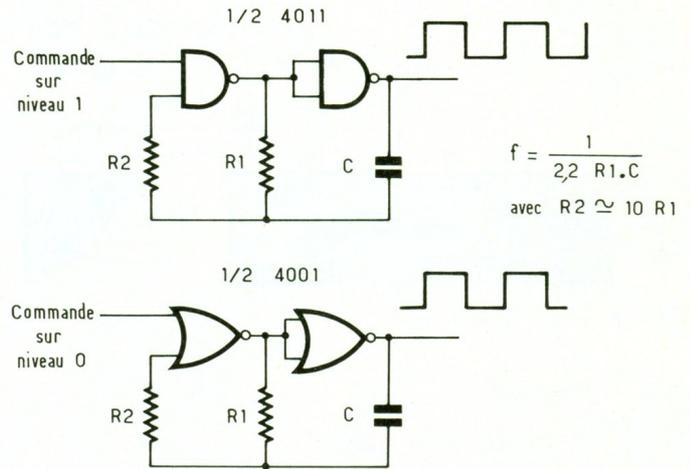
en % de  $f_0$  (avec  $C_2$  en  $\mu F$  et  $V_i$  en  $V_{rms}$ ).  
On aura  $C_3 = 2 \cdot C_2$ , valeur peu critique.



### Astables à portes NAND et NOR

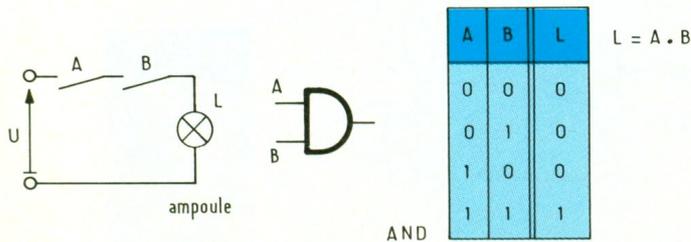
L'association de deux opérateurs logiques du type NAND ou NOR permet de créer des oscillateurs fournissant des signaux carrés. Il est possible de les commander par l'intermédiaire d'une entrée.

- Un état haut dans la version NAND provoquera l'oscillation du générateur. A l'état bloqué, la sortie fournira un état bas.
- Un état bas dans la version NOR provoquera l'oscillation du générateur. A l'état bloqué, la sortie fournira un état haut.



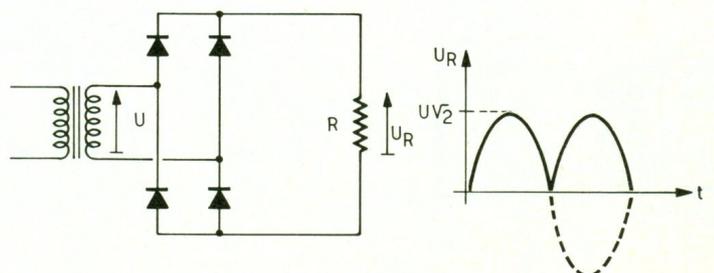
### Porte ET ou AND

Son fonctionnement peut être comparé au schéma électrique ci-dessous : il faut que A ET B soient activés (état logique 1) pour que l'ampoule L puisse s'allumer (état logique 1). La table de vérité correspond à des portes AND à 2 entrées, comme celles contenues dans un circuit CMOS 4081. Les CMOS 4073 et 4082 comportent respectivement des portes à 3 et 4 entrées.



### Redressement bi-alternance/ Pont de Graëtz

Ce montage redresse les deux alternances de la sinusoïde. On obtient alors un signal de fréquence double par rapport à celui d'origine, soit en appliquant à l'entrée une tension de fréquence 50 Hz, un signal en sortie de 100 Hz. Les diodes conduisent deux par deux, en diagonale, suivant les polarités de U. La tension inverse maximale appliquée à une diode vaut  $-U_{eff} \cdot \sqrt{2}$ , soit  $-1,414 \cdot U_{eff}$ . Ce type de pont existe en version moulée. On dispose alors d'un composant à 4 broches repérées ~, ~, + et -.



## TRANSISTOR 2N2369A

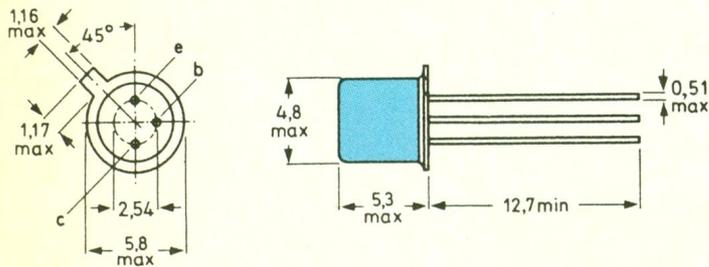
E.P.

Le 2N2369A à structure bipolaire NPN se présente sous la forme d'un boîtier métallique TO18, avec le collecteur qui s'y trouve relié, ses applications vont du domaine de l'amplification HF aux dispositifs à commutation très rapide. La fréquence de transition de 500 MHz s'obtient pour un courant  $I_C = 10$  mA et  $V_{CE} = 10$  V. Le courant collecteur en régime permanent peut atteindre 200 mA tant que la puissance dissipée totale n'excède pas 1,2 W. La capacité collecteur vaut  $C_c = 4$  pF. Le gain en courant continu varie avec le courant collecteur  $I_C$  et la tension collecteur-émetteur  $V_{CE}$  :

- $I_C = 10$   $\mu$ A,  $V_{CE} = 350$  mV  $h_{fe} > 40$ .
- $I_C = 10$  mA,  $V_{CE} = 1$  V  $h_{fe} < 120$
- $I_C = 30$  mA,  $V_{CE} / 400$  mV  $h_{fe} > 30$
- $I_C = 100$  mA,  $V_{CE} = 1$  V  $h_{fe} > 20$

Tensions limites :

- $V_{CBO}$  40 V
- $V_{CEO}$  15 V
- $V_{EBO}$  4,5 V



## TRANSISTOR BFG34

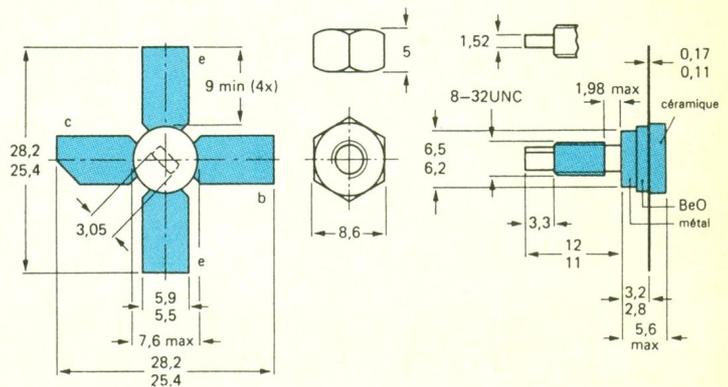
E.P.

Ce dispositif se présente sous la forme d'un boîtier tourelle SOT 122 avec la tête céramique. Il se destine particulièrement à l'amplification dans les étages de commande et de sortie en télédistribution, et les équipements de faible puissance dans les bandes UHF 4 et 5. Des résistances diffusées en série dans les doigts d'émetteur et une métallisation à l'or lui confère une excellente fiabilité. Le courant collecteur pouvant circuler en régime permanent s'élève à 150 mA, la puissance totale dissipée ne devant pas dépasser 2,25 W.

La fréquence de transition est de 3,5 GHz. Le facteur de bruit à  $I_C = 120$  mA et  $V_{CE} = 15$  V pour une fréquence de 500 MHz vaut 2 dB ; dans ces conditions, le gain en puissance est de 16 dB.

Tensions à ne pas dépasser :

- collecteur base  $V_{CBO} = 25$  V
- collecteur émetteur  $V_{CEO} = 18$  V
- émetteur base  $V_{EBO} = 2$  V.



## TRANSISTOR BFW 92

E.P.

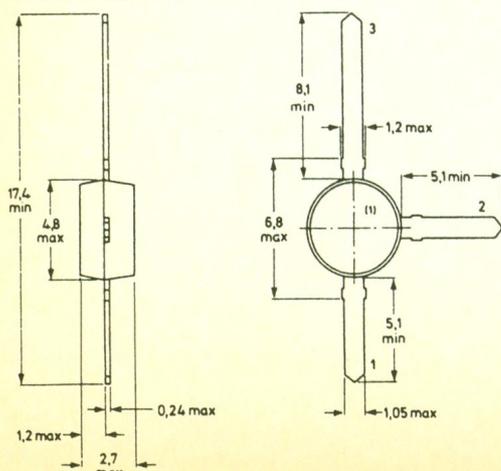
Il se présente sous la forme d'un boîtier plastique SOT 37, sa structure NPN est fabriquée en technologie « planar épitaxié ». Son utilisation entre dans la fabrication d'amplificateurs de télédistribution à large bande couvrant de 40 MHz à 860 MHz.

La fréquence de transition de 1 600 MHz est obtenue pour un courant collecteur  $I_C$  de 25 mA à  $V_{CE} = 5$  V, le facteur de bruit ne dépasse pas 4 dB et le gain en puissance atteint 23 dB à 200 MHz et 11 dB à 800 MHz. La capacité de réaction vaut 0,6 pF, la capacité collecteur  $C_c = 0,7$  pF et celle d'émetteur  $C_e = 1,5$  pF.

Tensions limites à ne pas dépasser :

- collecteur base  $V_{CBO} = 25$  V
- collecteur émetteur  $V_{CEO} = 15$  V
- émetteur base  $V_{EBO} = 2,5$  V

La puissance totale dissipée ne doit pas dépasser 190 mW, le courant collecteur en régime continu peut monter à 25 mA.



Brochage

1. Base
2. Emetteur
3. Collecteur

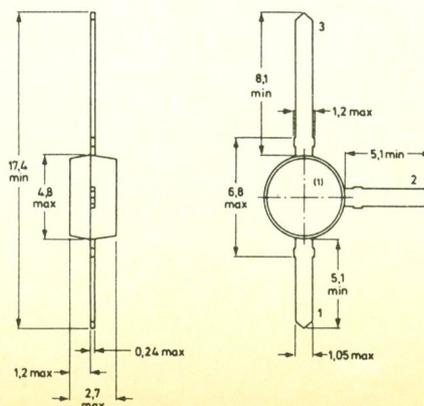
## TRANSISTOR BFR96

E.P.

Ce transistor, fabriqué en technologie « planar épitaxié NPN », se présente en boîtier plastique miniature SOT 37. Ses domaines d'applications vont de la fabrication d'amplificateurs d'antennes VHF et UHF, les systèmes radar et oscilloscope. Il se caractérise par une faible distorsion d'intermodulation, un gain en puissance élevé, un faible bruit et un niveau de sortie important. Pour une puissance totale dissipée par le transistor, le courant collecteur continu ne doit pas dépasser 75 mA, la fréquence de transition de 5 GHz s'obtient pour un courant collecteur de 50 mA et  $V_{CE} = 10$  V. La capacité de réaction vaut 1,4 pF, le facteur de bruit de 3,3 dB à 500 MHz est obtenu pour  $I_C = 50$  mA et  $V_{CE} = 10$  V ; dans les mêmes conditions, le gain s'établit à 15 dB. La capacité d'émetteur vaut  $C_e = 6,5$  pF et celle de collecteur  $C_c = 1,3$  pF. Le gain en courant continu ( $h_{fe}$ ) pour  $I_C = 50$  mA fait  $h_{fe} = 50$ .

Tensions limites à ne pas dépasser :

- collecteur base  $V_{CBO} = 30$  V
- collecteur émetteur  $V_{CEO} = 15$  V
- émetteur base  $V_{EBO} = 3$  V



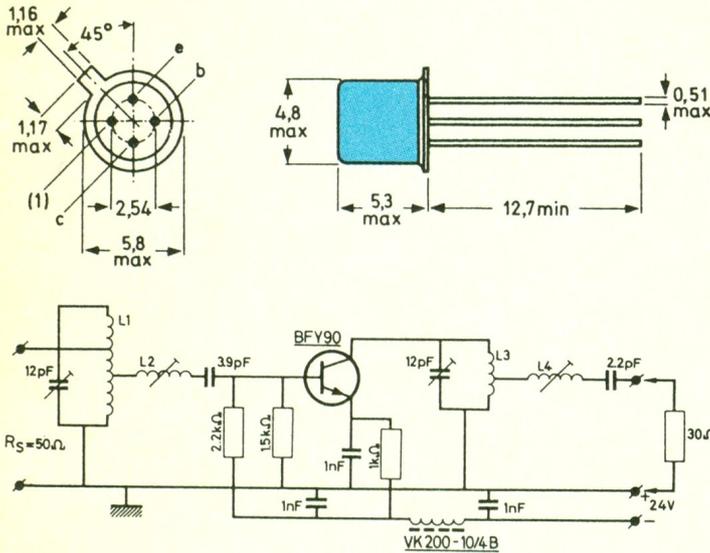
Brochage

1. Base
2. Emetteur
3. Collecteur

## TRANSISTOR BFY90

E.P.

Il se présente sous la forme d'un boîtier métallique TO 72, la structure bipolaire NPN est exécutée en technologie « planar épitaxié ». Il est caractérisé par un gain en puissance très élevé et un faible facteur de bruit. Ses applications principales vont des amplificateurs d'antennes à large bande et de télédistribution. La puissance totale dissipée peut atteindre 200 mW avec un courant collecteur en régime continu de 25 mA. La fréquence de transition vaut 1,4 GHz pour un courant collecteur de 25 mA et  $V_{CE} = 5$  V. Le facteur de bruit ne dépasse pas 2,5 dB à 200 MHz ; à ces mêmes fréquences, le gain décroît de 23 dB à 8 dB. La capacité de réaction vaut 0,6 pF et celle de collecteur  $C_C = 1,5$  pF.



## TRANSISTOR 2N2904A

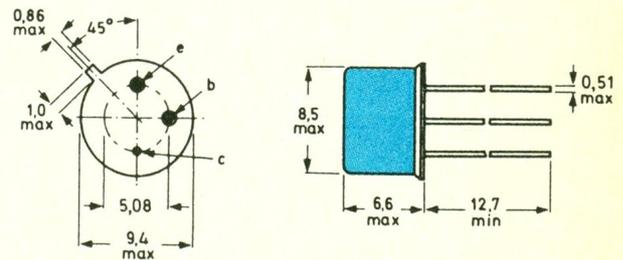
E.P.

Le 2N2904A est un transistor bipolaire PNP destiné à des applications en courant continu, amplification et commutation, le collecteur est relié au boîtier métallique TO39. La fréquence de transition de 200 MHz s'obtient pour un courant  $I_C$  de 50 mA et  $V_{CE} = 20$  V. Le courant collecteur pouvant circuler en régime permanent atteint  $I_C = 600$  mA, mais la puissance dissipée totale ne peut dépasser 3 W. La capacité de collecteur  $C_C = 8$  pF, celle d'émetteur  $C_e = 30$  pF. Le gain en courant continu  $h_{fe}$  varie en fonction du courant de collecteur, pour  $V_{CE} = 10$  V :

- $I_C = 100 \mu A$   $h_{fe} > 450$
- $I_C = 1$  mA  $h_{fe} > 40$
- $I_C = 10$  mA  $h_{fe} > 40$
- $I_C = 150$  mA  $h_{fe} < 120$
- $I_C = 500$  mA  $h_{fe} > 40$

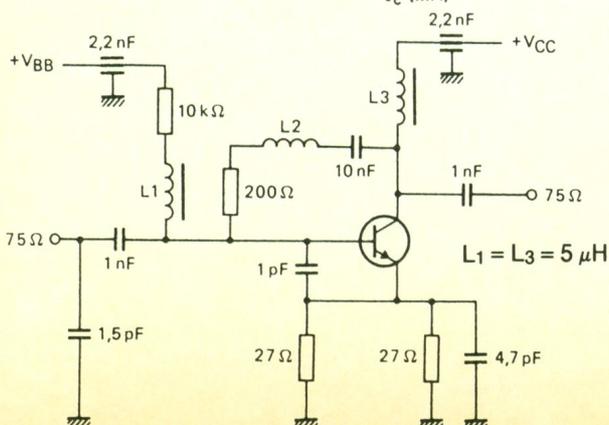
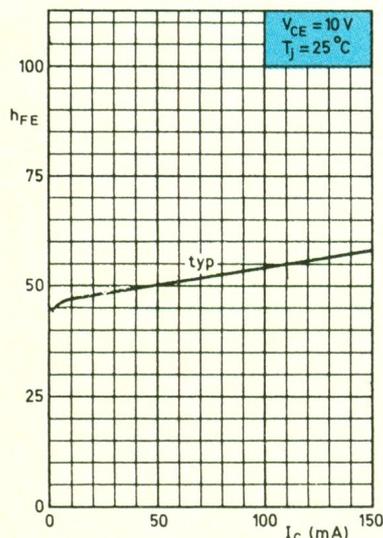
Tensions limites :

- $V_{CBO}$  60 V
- $V_{CEO}$  60 V
- $V_{EBO}$  5 V



## TRANSISTOR BFR96

E.P.



## TRANSISTOR BFW 92

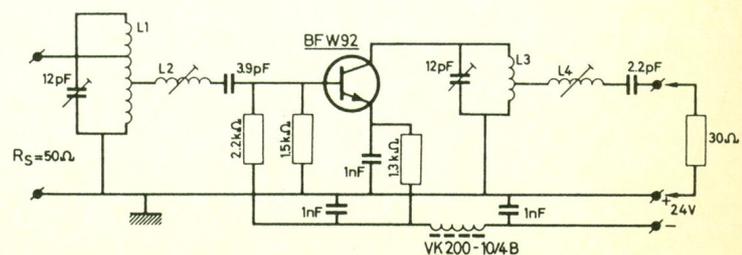
E.P.

Le schéma présente la réalisation d'un amplificateur en bande III sur 200 MHz.

Réalisation des inductances du schéma :

- L1 : 3 spires en fil de cuivre  $\varnothing$  1,4 mm au pas de 2,7 mm, enroulées sur un diamètre de 8 mm avec prises à 0,5 et 1,5.
- L2 : 5,5 spires en fil de cuivre  $\varnothing$  1,4 mm au pas de 2,2 mm sur un diamètre de 8 mm.
- L3 : 3 spires en fil de cuivre  $\varnothing$  1,4 mm au pas de 3,3 mm sur un diamètre de 8 mm.
- L4 : 5,5 spires en fil de cuivre  $\varnothing$  1,4 mm au pas de 2,2 mm sur un diamètre de 11 mm.

La polarisation du transistor s'effectue pour obtenir un courant collecteur de 10 mA avec  $V_{CE} = 10$  V.



## MOS DE PUISSANCE BUZ 11/11 A E.P.

Ces transistors de puissance MOS canal N sont présentés en boîtiers TO 220, ils présentent une faible résistance à l'état passant. Leurs domaines d'application vont du contrôle et la commande de moteurs, alimentations à découpage, convertisseurs continu/continu ou continu/alternatif.

### Les caractéristiques principales

Tension drain source maxi :  $V_{DS} = 50$  V  
Courant drain source maxi :  $I_D = 30$  A (11) ; 25 A (11 A)  
Résistance drain source maxi :  $R_{DS(on)} = 0,40 \Omega$  (11)  
 $0,06 \Omega$  (11 A)

Tension grille source :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Puissance totale dissipée maxi à 25 °C :  $P_{tot} = 75$  W  
Température de jonction maxi :  $T_j = 150$  °C

### Valeurs limites à ne pas dépasser

Tension drain-source maxi :  $V_{DS} = 50$  V  
Tension grille-source maxi :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Courant drain maxi :  $I_D = 30$  A (11) ; 25 A (11 A)  
Courant drain crête maxi :  $I_{DM} = 90$  A (11) ; 75 A (11 A)  
Puissance totale à 25 °C maxi :  $P_{tot} = 75$  W

### Caractéristiques statiques à 25 °C

Tension de claquage drain source à  $V_{GS} = 0$  V  
et  $I_D = 1$  mA :  $BV_{DSS} = 50$  V  
Tension de seuil grille source pour  $V_{DS} = V_{GS}$   
et  $I_D = 10$  mA :  $V_{GS(th)} = 3$  V typique

### Caractéristiques dynamiques à 25 °C

Capacité d'entrée :  $C_{iss} = 900$  pF  
Capacité de sortie :  $C_{oss} = 800$  pF  
Capacité de transfert :  $C_{rss} = 360$  pF  
 $V_{DS} = 30$  V  
à  $V_{GS} = 0$  V  
 $f = 1$  MHz

**Temps de commutation à  $V_{DD} = 30$  V,  $I_D = 3$  A,  $V_{GS} = 10$  V**  
Temps de retard à la croissance du courant :  $t_{d(on)} = 30$  ns  
Temps de montée :  $t_r = 220$  ns  
Temps de retard à la décroissance du courant :  
 $t_{d(off)} = 600$  ns  
Temps de descente :  $t_f = 450$  ns

## MOS DE PUISSANCE BUZ 20/21 E.P.

Ces transistors de puissance MOS canal N sont présentés en boîtiers TO 220, ils présentent une faible résistance à l'état passant. Leurs domaines d'application vont du contrôle et la commande de moteurs, alimentations à découpage, convertisseurs de tensions.

### Les caractéristiques principales

Tension drain source maxi :  $V_{DS} = 100$  V  
Courant drain source maxi :  $I_D = 12$  A (20) ; 18 A (21)  
Résistance drain source maxi :  $R_{DS(on)} = 0,2 \Omega$  (20)  
 $0,1 \Omega$  (21)

Tension grille source :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Puissance totale dissipée maxi à 25 °C :  $P_{tot} = 75$  W  
Température de jonction maxi :  $T_j = 150$  °C

### Valeurs limites à ne pas dépasser

Tension drain-source maxi :  $V_{DS} = 100$  V  
Tension grille-source maxi :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Courant drain maxi :  $I_D = 18$  A (21) ; 12 A (20)  
Courant drain crête maxi :  $I_{DM} = 36$  A (20) ; 54 A (21)  
Puissance totale à 25 °C maxi :  $P_{tot} = 75$  W

### Caractéristiques statiques à 25 °C

Tension de claquage drain source à  $V_{GS} = 0$  V  
et  $I_D = 1$  mA :  $BV_{DSS} = 100$  V  
Tension de seuil grille source pour  $V_{DS} = V_{GS}$   
et  $I_D = 10$  mA :  $V_{GS(th)} = 3$  V typique

### Caractéristiques dynamiques à 25 °C

Capacité d'entrée :  $C_{iss} = 1 500$  pF (20)  
 $1 000$  pF (21)  
Capacité de sortie :  $C_{oss} = 300$  pF (20)  
 $450$  pF (21)  
Capacité de transfert :  $C_{rss} = 80$  pF (20)  
 $200$  pF (21)  
 $V_{DS} = 30$  V  
à  $V_{GS} = 0$  V  
 $f = 1$  MHz

### Temps de commutation à $V_{DD} = 30$ V, $I_D = 3$ A, $V_{GS} = 10$ V

Temps de retard à la croissance du courant :  $t_{d(on)} = 20$  ns  
Temps de montée :  $t_r = 60$  ns  
Temps de retard :  $t_{d(off)} = 120$  ns  
Temps de descente :  $t_f = 60$  ns

## MOS DE PUISSANCE BUZ 74/74 A E.P.

Ces transistors de puissance haute tension MOS canal N sont présentés en boîtiers TO 220, ils présentent une faible résistance à l'état passant. Leurs domaines d'application vont du contrôle et la commande de moteurs, alimentations à découpage, convertisseurs continu/continu ou continu/alternatif.

### Les caractéristiques principales

Tension drain source maxi :  $V_{DS} = 500$  V  
Courant drain source maxi :  $I_D = 2,4$  A (74) ; 2 A (74A)  
Résistance drain source maxi :  $R_{DS(on)} = 3 \Omega$  (74)  
 $4 \Omega$  (74 A)

Tension grille source :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Puissance totale dissipée maxi à 25 °C :  $P_{tot} = 40$  W  
Température de jonction maxi :  $T_j = 150$  °C

### Valeurs limites à ne pas dépasser

Tension drain-source maxi :  $V_{DS} = 500$  V  
Tension grille-source maxi :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Courant drain maxi :  $I_D = 2,4$  A (74) ; 2 A (74A)  
Courant drain crête maxi :  $I_{DM} = 7$  A (74) ; 6 A (74A)  
Puissance totale à 25 °C maxi :  $P_{tot} = 40$  W

### Caractéristiques statiques à 25 °C

Tension de claquage drain source à  $V_{GS} = 0$  V  
et  $I_D = 1$  mA :  $BV_{DSS} = 500$  V  
Tension de seuil grille source pour  $V_{DS} = V_{GS}$   
et  $I_D = 10$  mA :  $V_{GS(th)} = 3$  V typique

### Caractéristiques dynamiques à 25 °C

Capacité d'entrée :  $C_{iss} = 350$  pF  
Capacité de sortie :  $C_{oss} = 50$  pF  
Capacité de transfert :  $C_{rss} = 20$  pF  
 $V_{DS} = 30$  V  
à  $V_{GS} = 0$  V  
 $f = 1$  MHz

**Temps de commutation à  $V_{DD} = 30$  V,  $I_D = 3$  A,  $V_{GS} = 10$  V**  
Temps de retard à la croissance du courant :  $t_{d(on)} = 30$  ns  
Temps de montée :  $t_r = 100$  ns  
Temps de retard à la décroissance du courant :  
 $t_{d(off)} = 150$  ns  
Temps de descente :  $t_f = 100$  ns

## MOS DE PUISSANCE BUZ 80/80 A E.P.

Ces transistors de puissance haute tension MOS canal N sont présentés en boîtiers TO 220, ils présentent une faible résistance à l'état passant. Leurs domaines d'application vont du contrôle et la commande de moteurs, alimentations à découpage, convertisseurs continu/continu ou continu/alternatif.

### Les caractéristiques principales

Tension drain source maxi :  $V_{DS} = 800$  V  
Courant drain source maxi :  $I_D = 2,6$  A (80) ; 3 A (80A)  
Résistance drain source maxi :  $R_{DS(on)} = 4 \Omega$  (80)  
 $3 \Omega$  (80 A)

Tension grille source :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Puissance totale dissipée maxi à 25 °C :  $P_{tot} = 75$  W  
Température de jonction maxi :  $T_j = 150$  °C

### Valeurs limites à ne pas dépasser

Tension drain-source maxi :  $V_{DS} = 800$  V  
Tension grille-source maxi :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
Courant drain maxi :  $I_D = 2,6$  A (80) ; 3 A (80A)  
Courant drain crête maxi :  $I_{DM} = 7,5$  A (80) ; 9 A (80A)  
Puissance totale à 25 °C maxi :  $P_{tot} = 75$  W

### Caractéristiques statiques à 25 °C

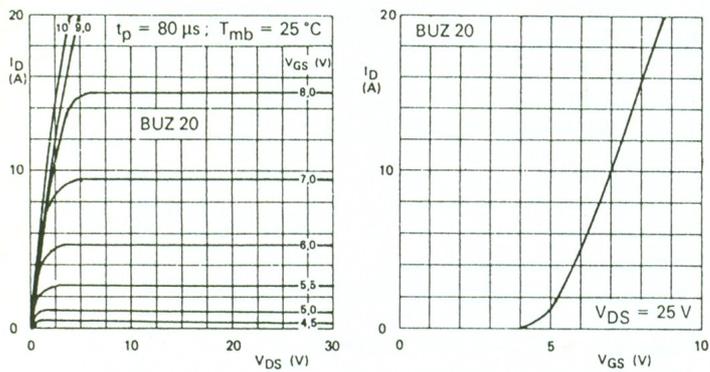
Tension de claquage drain source à  $V_{GS} = 0$  V  
et  $I_D = 1$  mA :  $BV_{DSS} = 800$  V  
Tension de seuil grille source pour  $V_{DS} = V_{GS}$   
et  $I_D = 10$  mA :  $V_{GS(th)} = 3$  V typique

### Caractéristiques dynamiques à 25 °C

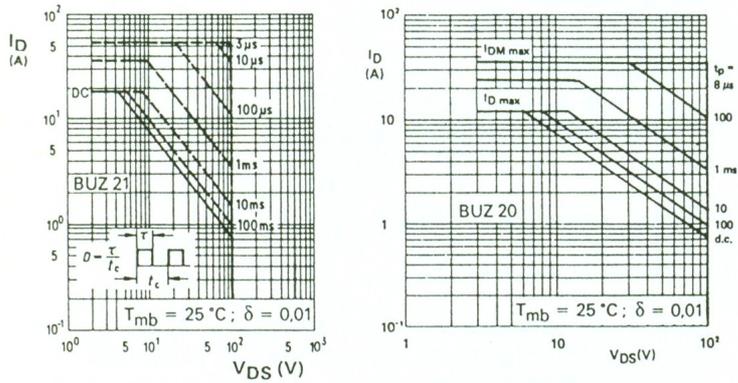
Capacité d'entrée :  $C_{iss} = 1 600$  pF  
Capacité de sortie :  $C_{oss} = 90$  pF  
Capacité de transfert :  $C_{rss} = 30$  pF  
 $V_{DS} = 30$  V  
à  $V_{GS} = 0$  V  
 $f = 1$  MHz

**Temps de commutation à  $V_{DD} = 30$  V,  $I_D = 3$  A,  $V_{GS} = 10$  V**  
Temps de retard à la croissance du courant :  $t_{d(on)} = 40$  ns  
Temps de montée :  $t_r = 70$  ns  
Temps de retard à la décroissance du courant :  
 $t_{d(off)} = 200$  ns  
Temps de descente :  $t_f = 100$  ns

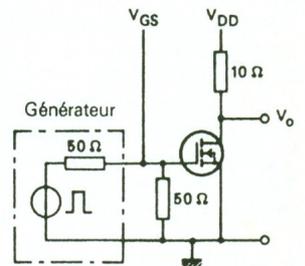
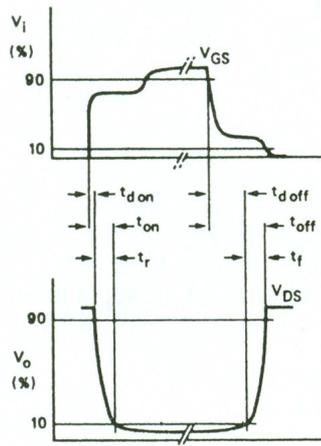
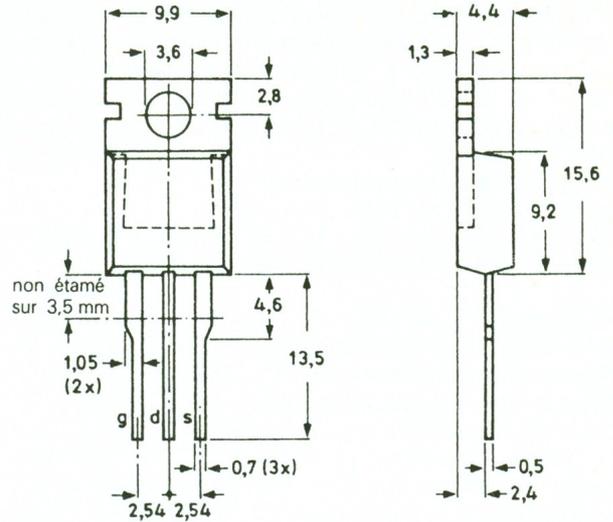
MOS DE PUISSANCE BUZ 20/21 E.P.



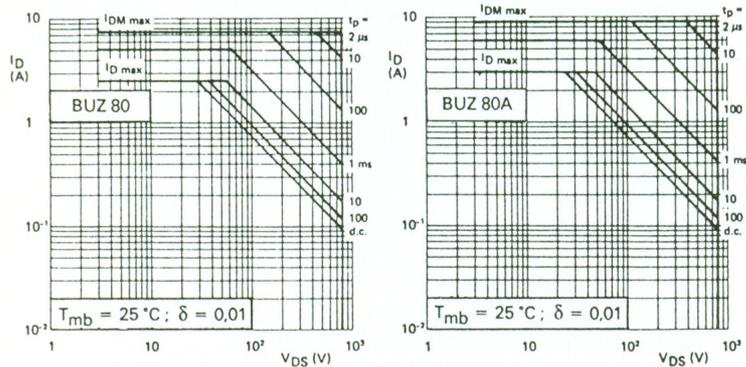
(Boîtier identique aux BUZ 11/11A)



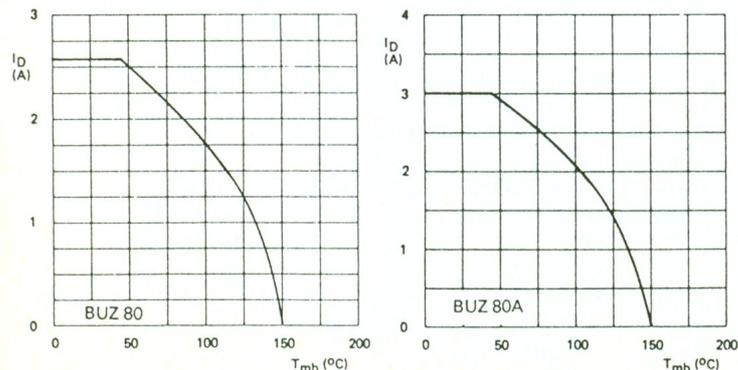
MOS DE PUISSANCE BUZ 11/11 A E.P.



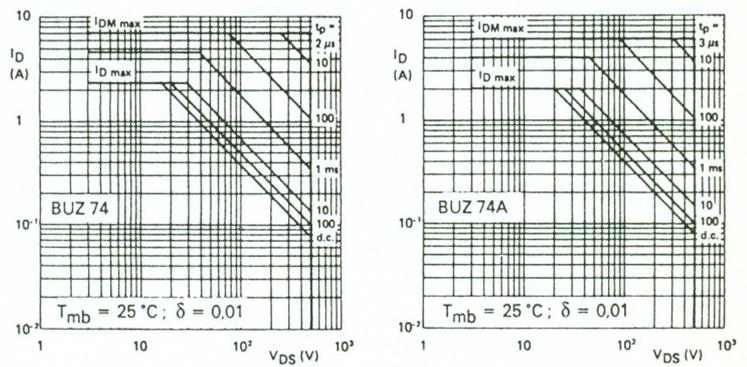
MOS DE PUISSANCE BUZ 80/80 A E.P.



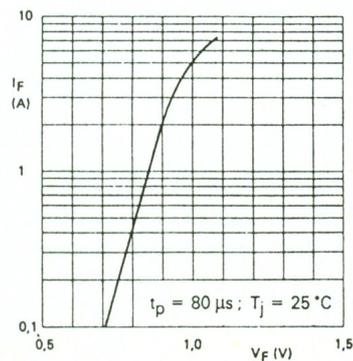
(Boîtier identique aux BUZ 11/11A)



MOS DE PUISSANCE BUZ 74/74 A E.P.



(Boîtier identique aux BUZ 11/11A)



IF : courant drain-source  
VF : chute de tension drain-source pour VGS = 0 et IF = 2 ID

Ces transistors de puissance MOS canal N sont présentés en boîtiers TO 220, ils présentent une faible résistance à l'état passant. Leurs domaines d'application vont du contrôle et la commande de moteurs, alimentations à découpage, convertisseurs continu/continu ou continu/alternatif.

**Les caractéristiques principales**

Tension drain source maxi :  $V_{DS} = 50$  V  
 Courant drain source maxi :  $I_D = 12$  A  
 Résistance drain source maxi :  $R_{DS(on)} = 0,1 \Omega$  (71)  
 0,12  $\Omega$  (71 A)

Tension grille source :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
 Puissance totale dissipée maxi à 25 °C :  $P_{tot} = 40$  W  
 Température de jonction maxi :  $T_j = 150$  °C

**Valeurs limites à ne pas dépasser**

Tension drain-source maxi :  $V_{DS} = 50$  V  
 Tension grille-source maxi :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
 Courant drain maxi :  $I_D = 12$  A  
 Courant drain crête maxi :  $I_{DM} = 36$  A  
 Puissance totale à 25 °C maxi :  $P_{tot} = 40$  W

**Caractéristiques statiques à 25 °C**

Tension de claquage drain source à  $V_{GS} = 0$  V et  $I_D = 1$  mA :  $BV_{DSS} = 50$  V  
 Tension de seuil grille source pour  $V_{DS} = V_{GS}$  et  $I_D = 10$  mA :  $V_{GS(th)} = 3$  V typique

**Caractéristiques dynamiques à 25 °C**

Capacité d'entrée :  $C_{iss} = 480$  pF  $V_{DS} = 30$  V  
 Capacité de sortie :  $C_{oss} = 280$  pF à  $V_{GS} = 0$  V  
 Capacité de transfert :  $C_{rss} = 160$  pF  $f = 1$  MHz

**Temps de commutation à  $V_{DD} = 30$  V,  $I_D = 3$  A,  $V_{GS} = 10$  V**

Temps de retard à la croissance du courant :  $t_{d(on)} = 30$  ns  
 Temps de montée :  $t_r = 100$  ns  
 Temps de retard à la décroissance du courant :  $t_{d(off)} = 200$  ns  
 Temps de descente :  $t_f = 150$  ns

Ces transistors de puissance MOS canal N sont présentés en boîtiers TO 220, ils présentent une faible résistance à l'état passant. Leurs domaines d'application vont du contrôle et la commande de moteurs, alimentations à découpage, convertisseurs continu/continu ou continu/alternatif.

**Les caractéristiques principales**

Tension drain source maxi :  $V_{DS} = 100$  V  
 Courant drain source maxi :  $I_D = 10$  A (72) ; 9 A (72 A)  
 Résistance drain source maxi :  $R_{DS(on)} = 0,2 \Omega$  (72)  
 0,25  $\Omega$  (72 A)

Tension grille source :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
 Puissance totale dissipée maxi à 25 °C :  $P_{tot} = 40$  W  
 Température de jonction maxi :  $T_j = 150$  °C

**Valeurs limites à ne pas dépasser**

Tension drain-source maxi :  $V_{DS} = 100$  V  
 Tension grille-source maxi :  $V_{GS} = \pm 20$  V  
 Courant drain maxi :  $I_D = 10$  A (72) ; 9 A (72 A)  
 Courant drain crête maxi :  $I_{DM} = 30$  A (72) ; 27 A (72 A)  
 Puissance totale à 25 °C maxi :  $P_{tot} = 40$  W

**Caractéristiques statiques à 25 °C**

Tension de claquage drain source à  $V_{GS} = 0$  V et  $I_D = 1$  mA :  $BV_{DSS} = 100$  V  
 Tension de seuil grille source pour  $V_{DS} = V_{GS}$  et  $I_D = 10$  mA :  $V_{GS(th)} = 3$  V typique

**Caractéristiques dynamiques à 25 °C**

Capacité d'entrée :  $C_{iss} = 440$  pF  $V_{DS} = 30$  V  
 Capacité de sortie :  $C_{oss} = 150$  pF à  $V_{GS} = 0$  V  
 Capacité de transfert :  $C_{rss} = 80$  pF  $f = 1$  MHz

**Temps de commutation à  $V_{DD} = 30$  V,  $I_D = 3$  A,  $V_{GS} = 10$  V**

Temps de retard à la croissance du courant :  $t_{d(on)} = 30$  ns  
 Temps de montée :  $t_r = 100$  ns  
 Temps de retard à la décroissance du courant :  $t_{d(off)} = 200$  ns  
 Temps de descente :  $t_f = 150$  ns

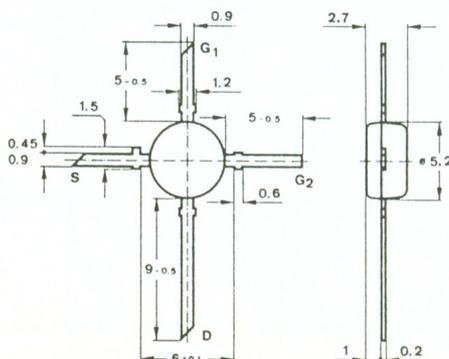
**BF 960 E.P. MOSFET DOUBLE GRILLE A CANAL N**

Ce transistor s'utilise dans les étages d'entrée et les mélangeurs des appareils travaillant dans les gammes UHF jusqu'à 900 MHz. Il possède des protections à diodes sur ses deux entrées, une grande dynamique de CAG et une très bonne protection contre les signaux forts. Sa très faible capacité de transfert lui assure une grande stabilité de fonctionnement tout en préservant un gain élevé et une faible figure de bruit.

**Caractéristiques principales**

$V_{DS} = 15$  V,  $I_D = 7$  mA,  $V_{G2S} = 4$  V,  $f = 1$  MHz  
 Impédance de transfert directe :  $|Y_{21}| = 13$  mS  
 Capacité d'entrée porte 1 :  $C_{issg1} = 1,8$  pF  
 2 :  $C_{issg2} = 1$  pF pour  $V_{G1S} = 0$  V et  $V_{G2S} = 4$  V  
 Capacité de transfert inverse :  $C_{rss} = 25$  fF pour  $G_2$  et S à la masse

Capacité de sortie :  $C_{oss} = 0,8$  pF  
 Gain en puissance  $g_G = 2$  mS  
 $f = 200$  MHz  $G_{PS} = 23$  dB  $g_L = 5$  mS  
 $f = 800$  MHz  $G_{PS} = 16$  dB  $g_L = 1$  mS  
 Figure de bruit :  $f = 800$  MHz  $F = 3$  dB



Boîtier TO 50

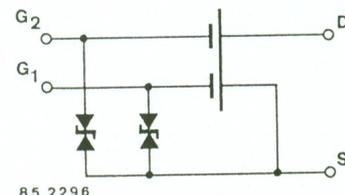
**BF 966 E.P. MOSFET DOUBLE GRILLE A CANAL N**

Ce transistor UHF se distingue par sa très faible figure de bruit et son gain en puissance élevé tout en préservant une très bonne stabilité de fonctionnement. Il s'utilise dans les étages d'entrée des téléviseurs en tant que mélangeur ou amplificateur sur lequel on applique la CAG. Des diodes tête bêche protègent ses grilles contre les surtensions, sa résistance aux signaux forts assure une grande dynamique d'utilisation.

**Caractéristiques principales**

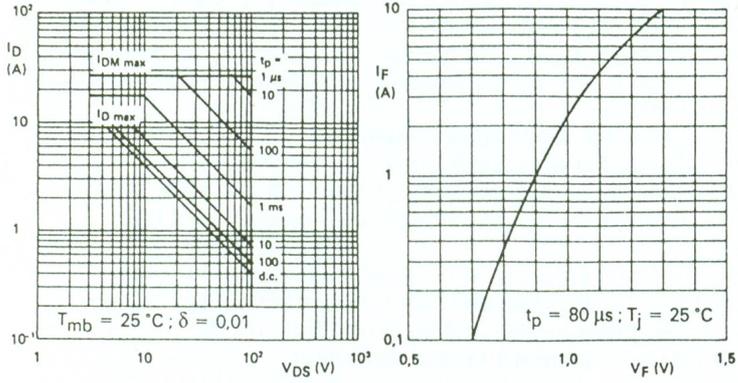
$V_{DS} = 15$  V,  $I_D = 10$  mA,  $V_{G2S} = 4$  V,  $f = 1$  MHz  
 Impédance de transfert directe :  $|Y_{21}| = 17$  mS  
 Capacité d'entrée porte 1 :  $C_{issg1} = 2,6$  pF  
 2 :  $C_{issg2} = 1,1$  pF pour  $V_{G1S} = 0$  V et  $V_{G2S} = 4$  V  
 Capacité de transfert inverse :  $C_{rss} = 25$  fF pour  $G_2$  et S à la masse

Capacité de sortie :  $C_{oss} = 1,2$  pF  
 Gain en puissance :  
 $f = 200$  MHz  $g_G = 2$  mS  $g_L = 0,5$  mS  $G_{PS} = 25$  dB  
 $f = 800$  MHz  $g_G = 3,3$  mS  $g_L = 1$  mS  $G_{PS} = 18$  dB  
 Figure de bruit pour 2 mS  
 $f = 200$  MHz  $F = 1$  dB  
 $f = 800$  MHz  $F = 1,8$  dB

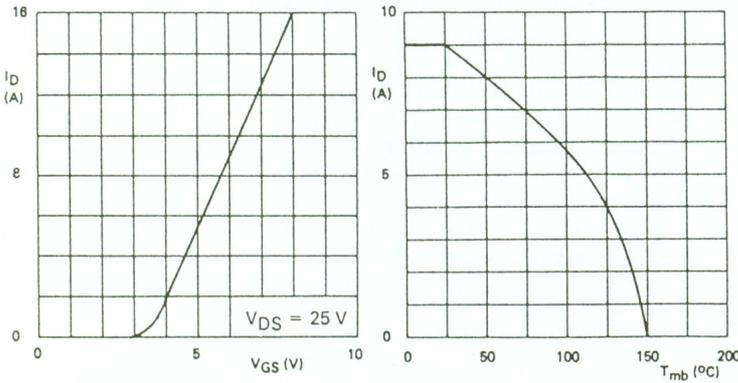


(Même boîtier que le BF 960)

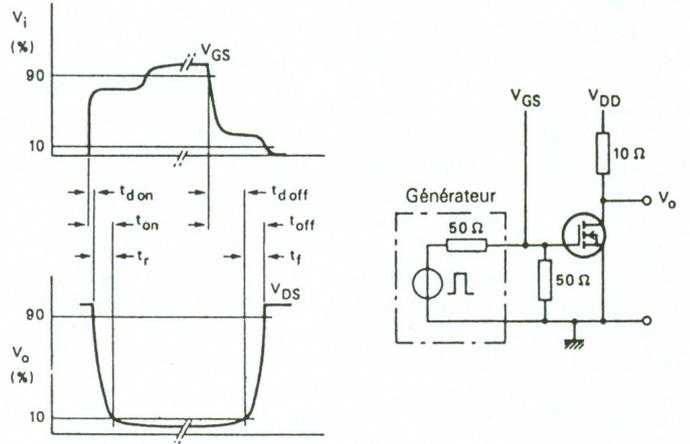
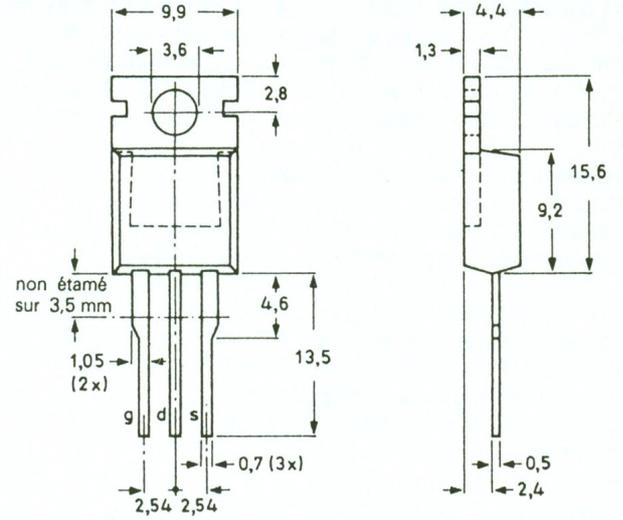
# MOS DE PUISSANCE BUZ 72/72 A E.P.



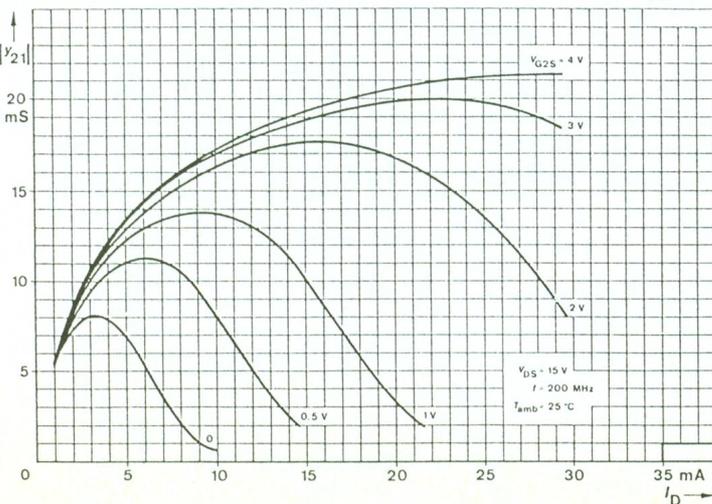
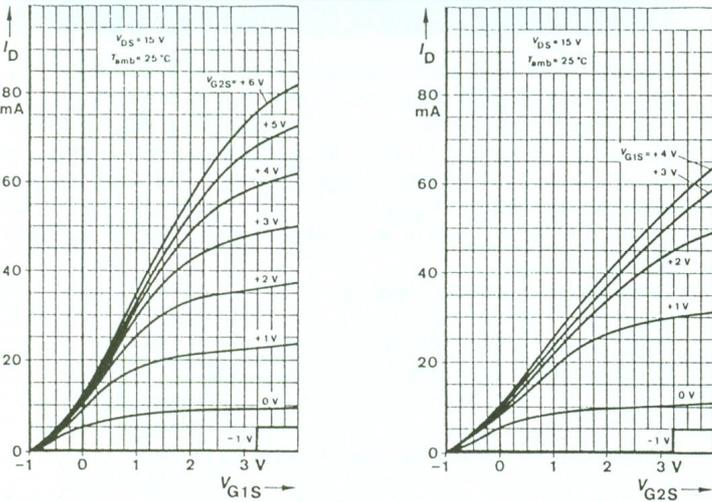
(Boîtier identique aux BUZ 71/71 A)



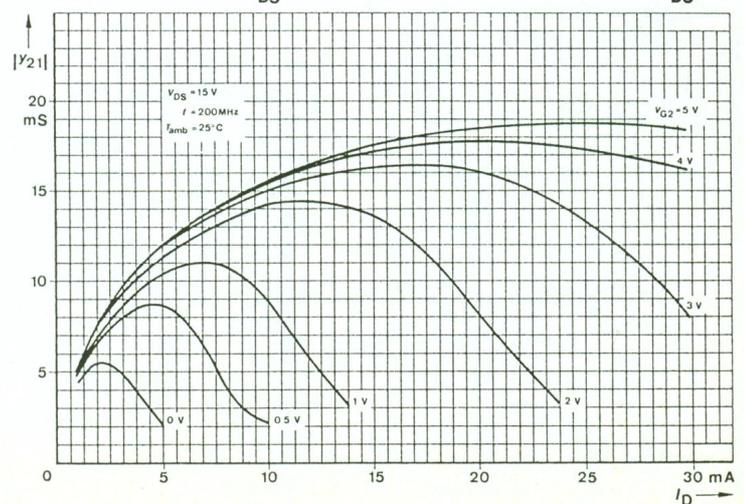
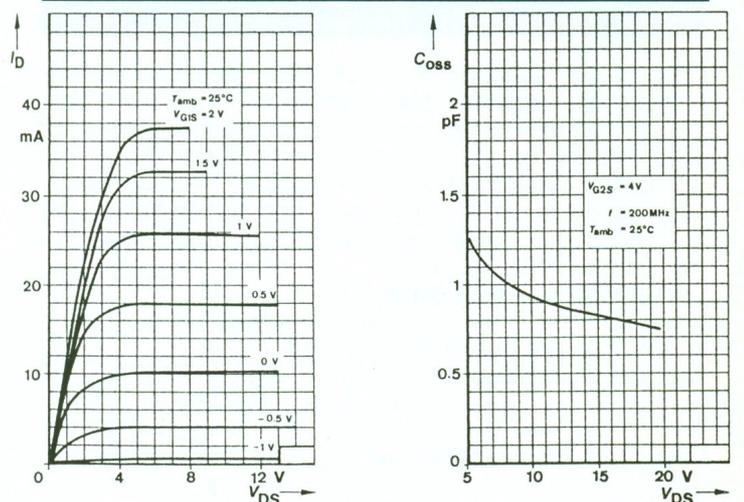
# MOS DE PUISSANCE BUZ 71/71 A E.P.



# BF 966 - MOSFET E.P.



# BF 960 - MOSFET E.P.

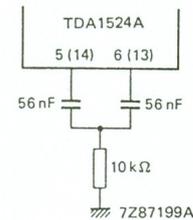


Le TDA 3810 est un circuit intégré spécialisé pour les systèmes d'autoradio ou de télévision qui permet de simuler l'effet stéréophonique et de générer l'effet spatial. Il se présente sous la forme d'un boîtier DIL 18 broches alimenté par une tension comprise entre 5 et 16 V, la consommation de courant maximale s'élève à 12 mA. La valeur de la résistance d'entrée vaut entre 50 à 70 k $\Omega$ , le gain en tension est de 0 dB et la réjection entre canaux droit et gauche s'élève à 70 dB. Les broches 7 et 8 autorisent le branchement des diodes de signalisation des modes « spatial » ou « pseudo-stéréo », le courant maximal débité peut monter jusqu'à 15 mA. Les broches 11 et 12 permettent le contrôle des modes de fonctionnement tel que l'indique le tableau ci-dessous, elles sont reliées sur un niveau logique 1 ou 0.

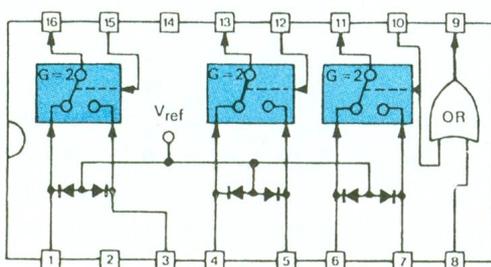
	11	12	
Mono	1	0	niveau 0 : de 0 à 800 mV niveau 1 : de 2 à 5 V
pseudo stéréo	1	0	
spatial stéréo	1	1	
stéréo	0	NC	

Le niveau du signal d'entrée doit resté inférieur à 2 V efficaces. Sur le schéma d'application, les deux condensateurs de 3,9 nF en parallèle sur les résistances de 10 k $\Omega$  servent à optimiser les performances du montage dans le mode spatial, et ce dans le domaine des plus hautes fréquences. Le bruit en sortie sans signal à l'entrée n'excède pas 10  $\mu$ V efficaces.

Ce circuit se caractérise par la possibilité de contrôler électroniquement le volume et la tonalité de signaux audio, simplement en appliquant une tension continue sur les broches 1, 9, 10 et 16. Il se présente sous la forme d'un boîtier DIL à 18 broches alimenté par une tension pouvant aller de 8 à 16 V, la consommation maximale s'élève à 56 mA sous 15 V. Sa mise en œuvre se fait plus particulièrement dans les autoradios et les téléviseurs. La tension maximale admissible à l'entrée vaut 2,5 V efficaces, la dynamique du contrôle de volume s'étend de - 80 à + 21 dB. Le réglage des basses à 40 Hz et des aiguës à 16 kHz agit sur plus et moins 15 dB. Le bruit en sortie lorsque les entrées ne sont pas raccordées vaut 310  $\mu$ V efficaces, la réjection entre les canaux droit et gauche s'élève à 60 dB. Le réglage de la balance agit sur au moins 40 dB d'une voie par rapport à l'autre. La résistance d'entrée aux bornes 4 et 15 varie de 10 k $\Omega$  à 160 k $\Omega$  quand le gain passe de 20 dB à - 40 dB, la résistance de sortie vaut 300  $\Omega$ . Entre les bornes 5 et 6, on peut monter le filtre passe-bas à double pôle pour accentuer les basses.



Ce circuit intégré dispose de trois commutateurs à deux entrées ayant une bande passante de 20 MHz et une réjection entre les canaux de 55 dB. Les principales applications vidéo incluent sa mise en service dans les téléviseurs et les magnétoscopes équipés de prises Péritel pour la commutation des signaux RVB. La tension d'alimentation va de 9 à 13 V et la consommation de courant maximale est de 40 mA. Le gain du circuit pour des signaux d'une fréquence de 1 MHz et une tension d'entrée de 500 mV vaut 6 dB à partir d'un seuil de 2 Vc/c en sortie, le gain se réduit automatiquement par pas de 0,5 dB. La résistance d'entrée est de 10 k $\Omega$  alors qu'à la sortie elle chute à 15  $\Omega$ . Les résistances de charge « ZL » pouvant être connectées vont de 150  $\Omega$  sous 10 V à 300  $\Omega$  sous 12 V d'alimentation. Le contrôle des interrupteurs s'opère par des niveaux logiques, haut ou bas, de telle sorte que l'on passe de l'entrée R<sub>1</sub> à R<sub>2</sub> en appliquant une tension minimale de 0,4 V et de R<sub>2</sub> à R<sub>1</sub> avec une tension de 1 V.



Ce circuit intégré permet la commutation de signaux vidéo et audio dans les circuits de téléviseurs et magnétoscopes. La tension d'alimentation va de 10 à 13 V avec une consommation de courant maximale de 50 mA. Il est prévu à l'origine pour fonctionner avec le bus I<sup>2</sup>C avec un microcontrôleur. Les voies vidéo disposent d'un amplificateur procurant un gain de 6 dB, la tension d'entrée crête à crête peut aller jusqu'à 4,5 V. L'impédance de sortie vaut 7  $\Omega$  et 10 k $\Omega$  lorsque la voie n'est pas sélectionnée, la bande passante est de 10 MHz. Les quatre entrées audio supportent une tension maximale de 2 V, l'impédance vaut 100 k $\Omega$  et celle de sortie vaut 10  $\Omega$  en fonction et 100 k $\Omega$  lorsqu'elle n'est pas active. Le gain en tension est ici fixé à 1 dB avec une réjection entre les voies de 80 dB, la bande passante vaut 50 kHz. Le TDA 8440 peut s'utiliser soit avec un microcontrôleur à bus I<sup>2</sup>C selon un protocole défini ou directement par des tensions continues appliquées aux entrées de commandes S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub>, OFF, SDA et SCL. Le système peut s'étendre jusqu'à sept circuits dont les sorties sont montées en parallèle.

Si le TDA 8440 est utilisé en dehors du cadre d'un contrôle via le bus I<sup>2</sup>C, les entrées S<sub>0</sub>, S<sub>1</sub> et S<sub>2</sub> seront connectées à un niveau haut (12 V). Les sources audio/vidéo et le gain de l'amplificateur vidéo peuvent être sélectionnés par les broches SCL et SDA du circuit intégré en leur appliquant un niveau haut ou bas (0 V).

Sélection de la source : 1 : SDA = 12 V  
2 : SDA = 0 V

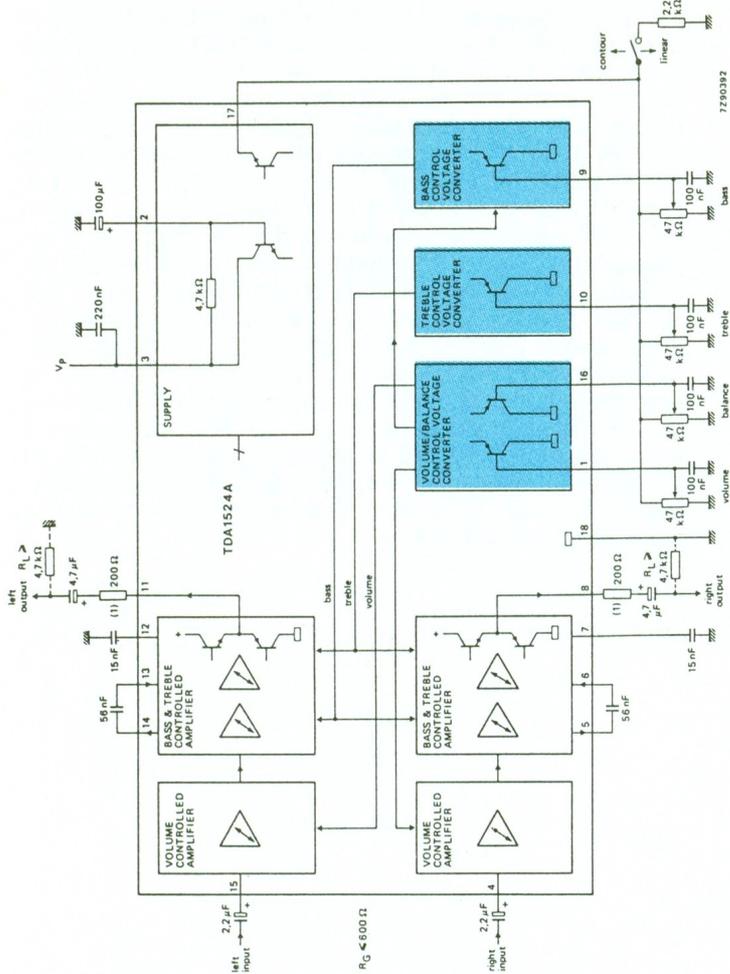
Gain vidéo = 2 (6 dB) : SCL = 12 V  
1 (0 dB) : SCL = 0 V

Si plus d'un TDA 8440 est utilisé, la broche OFF est employée pour sélectionner le circuit actif.

Circuit TDA 8440 hors fonction : OFF = 12 V  
en fonction : OFF = 0 V

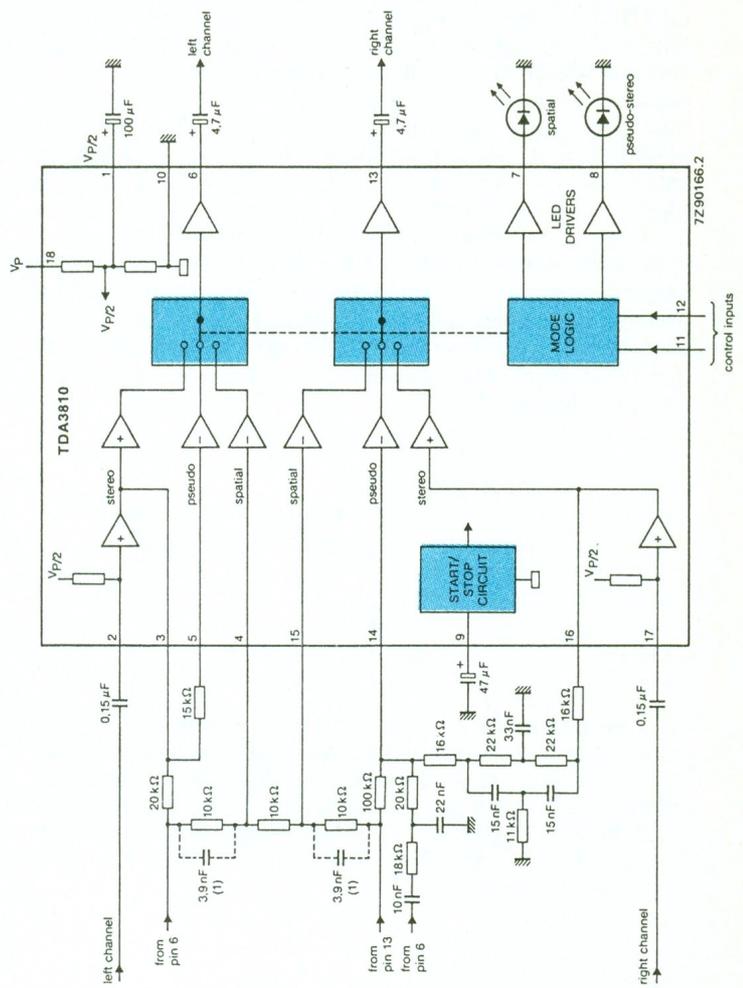
TDA 1524

E.P.



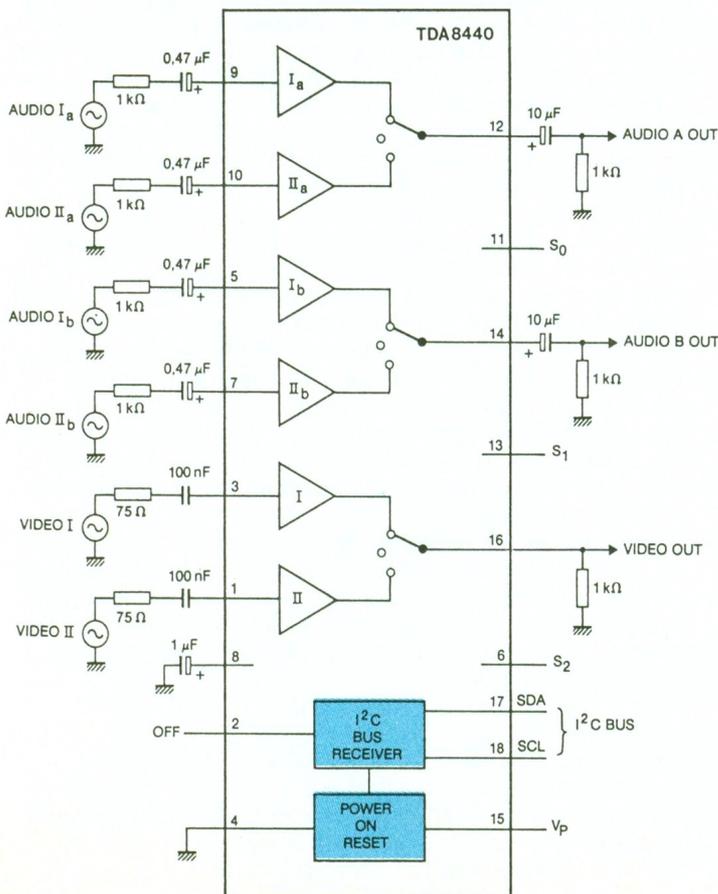
TDA 3810

E.P.



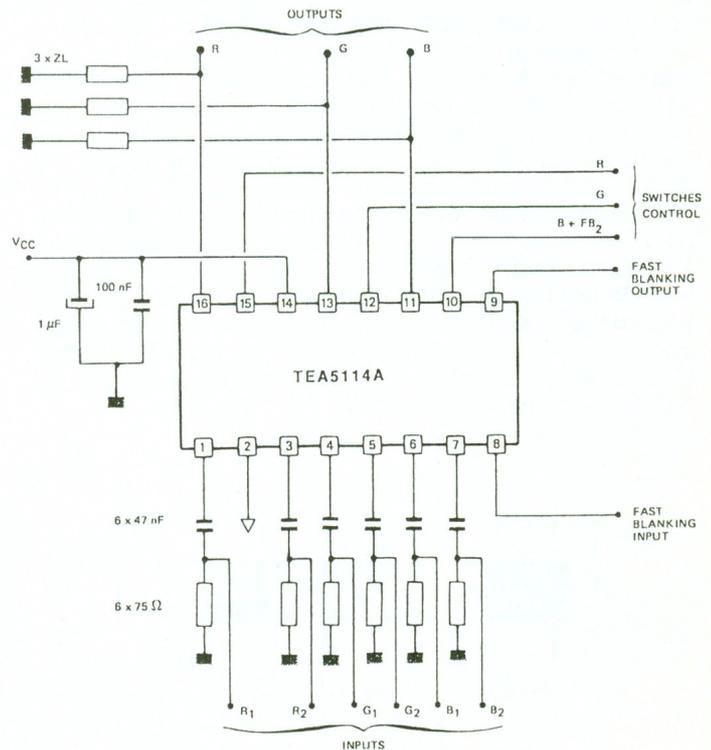
TDA 8440

E.P.



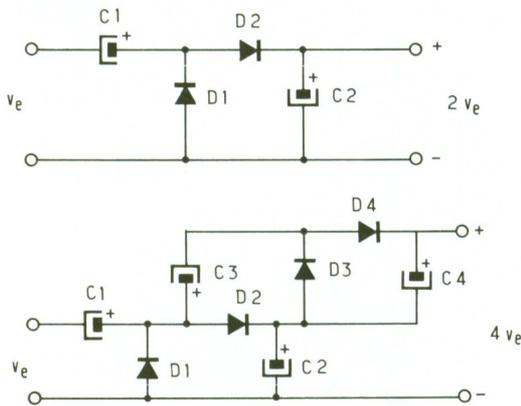
TEA 5114

E.P.



**Multiplicateurs de tension**

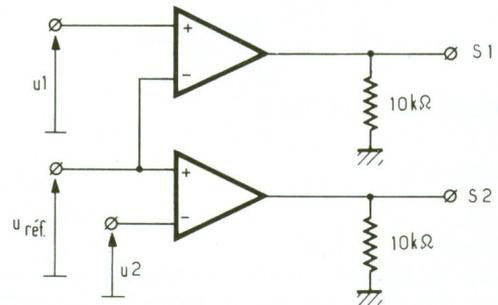
Le doubleur de Schenkel requiert dans son montage de base 2 condensateurs et 2 diodes. Lorsque la tension alternative d'entrée passe sur son alternance positive, la diode D1 se bloque, alors que D2 conduit, les condensateurs se chargent à un potentiel de  $v_e/2$ . Pendant l'alternance négative du signal d'entrée, D2 se bloque, et C2 reste chargé, mais D1 conduit en déchargeant C1, qui se recharge au travers de D1 en sens inverse au potentiel de  $v_e$ . A l'alternance suivante de  $v_e$ , donc positive, D2 reconduit et D1 se rebloque en chargeant C2 à  $2 v_e$ . Les schémas proposés donnent des configurations en doubleur, tripleur et quadrupleur.



Les diodes pourront être des 1N4148 pour les faibles tensions de sortie ; en appliquant une tension de 220 V à l'entrée on récupère à  $4 v_e$  un potentiel de 880 V. Les condensateurs devront être également choisis en conséquence.

**Compareur de niveaux**

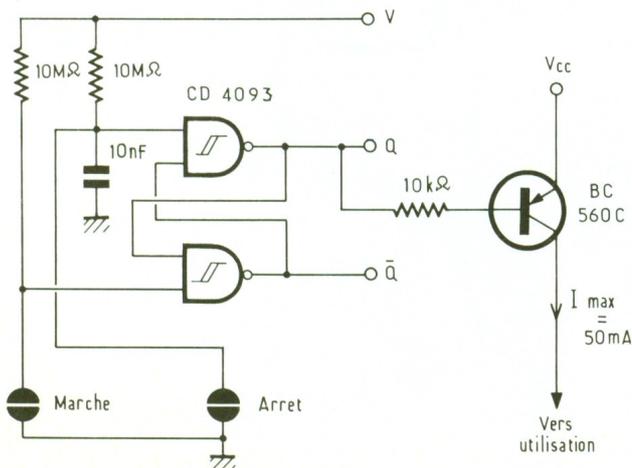
Utilisé dans les systèmes d'asservissement des moteurs pour la robotique, le principe reste simple. A partir d'une tension de référence les deux amplificateurs passent à l'état 1 ou 0, ils peuvent simultanément voir leurs sorties passer à 1 ou à 0. Il est possible d'utiliser un décodeur BCD/décimal CD 4028 pour obtenir une sélection tout ou rien de plusieurs fonctions. Une résistance de 10 K placée sur les sorties S1 et S2 fixera un niveau 0.



- $[U_1 > U_{ref} \Rightarrow S_1 = 1$
- $[U_2 < U_{ref} \Rightarrow S_2 = 0$
- $[U_1 > U_{ref} \Rightarrow S_1 = 1$
- $[U_2 > U_{ref} \Rightarrow S_2 = 1$
- $[U_1 < U_{ref} \Rightarrow S_1 = 0$
- $[U_2 < U_{ref} \Rightarrow S_2 = 0$
- $[U_1 < U_{ref} \Rightarrow S_1 = 0$
- $[U_2 > U_{ref} \Rightarrow S_2 = 1$

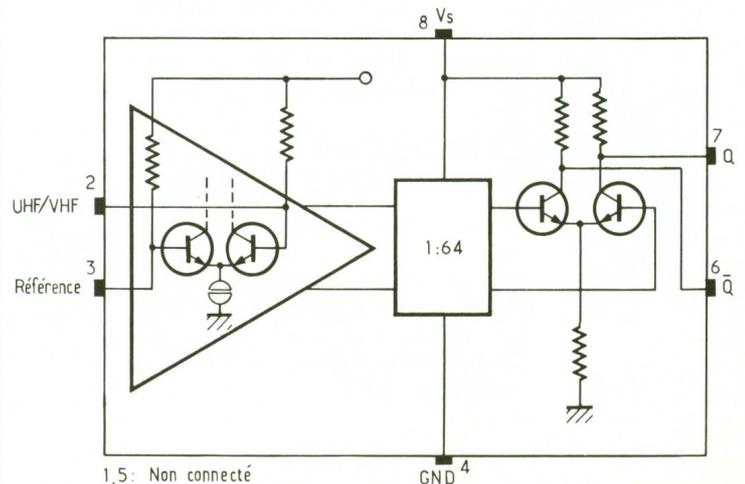
**Interrupteur marche-arrêt sensitif**

Il remplace avantageusement l'interrupteur mécanique et peut commuter des courants fonction du transistor utilisé à la sortie. L'emploi d'un circuit intégré à entrée triggée évite les rebonds. Une bascule RS, constituée par deux portes NAND d'un CD 4093, compose le système, les entrées polarisées par une résistance fixent le seuil de basculement. Le condensateur C initialise la bascule à la mise en route. Les contacts sont réalisés directement sur le cuivre du circuit imprimé. L'appui sur la touche « arrêt » fait passer la sortie Q à 1 et  $\bar{Q}$  à 0, cet état reste valide tant que la touche « marche » n'a pas été sollicitée. Les deux sorties peuvent contrôler un transistor, en utilisant Q, il s'agit d'un PNP ou MOS à canal N, et sur  $\bar{Q}$  un NPN.



**Le SDA 2101**

Ce circuit intégré réalise la division par 64 du signal appliqué sur son entrée. Il fonctionne dans une large plage de fréquences allant de 80 à 1 000 MHz, sa sensibilité est de l'ordre de 10 V. Son alimentation s'effectue par une tension de 5 V, et sa consommation vaut 70 mA au maximum. Le schéma fonctionnel présenté repose sur deux amplificateurs opérationnels à l'entrée et à la sortie, qui délivre sur Q et  $\bar{Q}$  deux signaux de phase opposée. Ce circuit est particulièrement adapté pour la synthèse de fréquence en conjugaison avec une PLL.



### Les tores de ferrite

Ces composants se distinguent par leur forme toroïdale, anneau sur lequel il est permis d'enrouler des spires, formant ainsi une inductance. L'intérêt essentiel réside dans les propriétés non rayonnantes de la self ainsi constituée. Il existe deux marques principales actuellement bien placées, Micrométal et Philips. Nous vous proposons les tableaux donnant leurs dimensions physiques et leurs qualités magnétiques. La valeur de la self-induction se trouve aisément en appliquant les formules toutes simples :

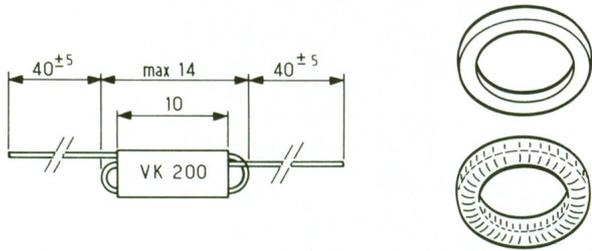
$$N(\text{nombre de spires}) = 100 \frac{L(\text{microhenry})}{AL}$$

pour les matériaux T<sub>12</sub> à T<sub>94</sub> et

$$N = \frac{L(\text{nanoHenry})}{AL}$$

pour les matériaux 3E à 4C

Le diamètre du fil sera fonction du courant le parcourant. Citons enfin une perle ferrite d'isolement HF appelée couramment la VK200, elle présente une inductance de 10 μH.



### Les fonctions logiques de base

Le groupement de portes NAND – NON ET.

La porte NAND s'utilise dans de multiples fonctions telles que celles présentées ci-dessous.

Le tableau ci-dessous donne le récapitulatif des portes logiques les plus usuelles.

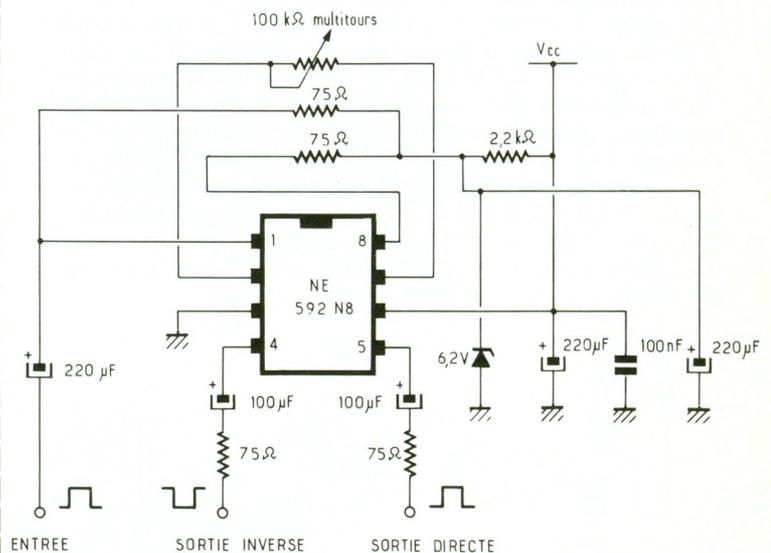
SYMBOLES	EQUATIONS	Table de vérité		
		A	B	S
AND - ET	$S = A \cdot B$	0	0	0
		0	1	0
		1	0	0
		1	1	1
NAND - NON ET	$S = \overline{A \cdot B}$ $S = \overline{A} + \overline{B}$	0	0	1
		0	1	1
		1	0	1
		1	1	0
OR - OU	$S = A + B$	0	0	0
		0	1	1
		1	0	1
		1	1	1
NOR - NON OU	$S = \overline{A + B}$ $S = \overline{A} \cdot \overline{B}$	0	0	1
		0	1	0
		1	0	0
		1	1	0
EXOR - OU EXCLUSIF	$S = A \oplus B$ $S = A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B$	0	0	0
		0	1	1
		1	0	1
		1	1	0
EXNOR - NON EXCLUSIF	$S = \overline{A \oplus B}$ $S = (\overline{A+B}) \cdot (A+B)$	0	0	1
		0	1	0
		1	0	0
		1	1	1

### LE NE592 N8

Ce circuit prévu pour l'amplification de signaux vidéo-composites offre un gain réglable allant de 0 à 400 lorsque la résistance placée entre les broches 2 et 7 varie de 1 MΩ à 1 Ω respectivement. De plus, sa bande passante avoisine 100 MHz à - 3 dB, sa plus grande utilisation se situe dans tous les systèmes vidéo tels que les téléviseurs les magnétoscopes ou encore certains « compact-disc ». Il convient donc également aux systèmes numériques à grand débit tels que les lecteurs pour disques dans les ordinateurs. Le schéma d'application proposé donne un gain qui varie de 0,1 à 400.

### LE NE592 N8 CARACTERISTIQUES

- Tension d'alimentation : de 6 à 16 V.
- Consommation : de 8 à 25 mA.
- Résistance d'entrée : 4 000 Ω.
- Résistance de sortie : 20 Ω.
- Amplitude de sortie : 4 V crête à crête sous 12 V.



## Alimentation à découpage à L4960

L'avènement des alimentations à découpage conduit à l'élaboration de sources de tension ayant un rendement au moins égal à 70 %. Le circuit intégré L4960 offre la possibilité de fournir un courant de l'ordre de 2,5 A, sa tension de sortie varie de 5,1 à 40 V pour une tension d'entrée maximale de 50 V. La fréquence de découpage peut monter jusqu'à 150 kHz, ce qui réduit les problèmes de filtrage en sortie. La self est souvent de très forte valeur et composée d'un tore sur lequel on enroule du fil de cuivre d'un diamètre suffisant pour laisser circuler le courant maximal, ici 2,5 A. Le L4960 est monté dans un boîtier de puissance heptawatt avec lequel il reste possible de le plaquer directement sur un radiateur, équipé d'un isolant mica. La fréquence de découpage s'ajuste avec les composants connectés sur la broche 5, elle vaut :

$$f_d = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}$$

La tension de sortie  $V_0$  se calcule en fonction des éléments  $R_3$ ,  $R_4$  et de la tension de référence  $V_{ref}$  :

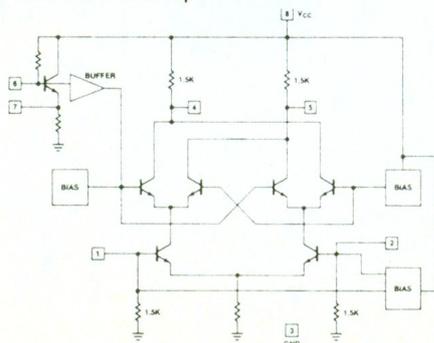
$$V_0 = \frac{R_4 \cdot (V_{ref} - 1)}{R_3}$$

avec  $V_{ref} = 5,1$  V.

## Le NE602

Ce circuit permet de réaliser un convertisseur de fréquence jusqu'à 200 MHz. Le mélangeur est du type double amplificateur équilibré avec l'entrée sur les émetteurs. La polarisation des transistors s'effectue par des circuits internes au circuit. L'oscillateur est un simple transistor dont seuls la base et l'émetteur se retrouvent disponibles. La configuration peut utiliser soit un quartz ou un réseau LC. La tension d'alimentation peut aller de 5 à 8 V avec une consommation de 3 mA. Le gain de conversion avoisine les 15 à 18 dB pour une fréquence d'entrée de 45 MHz.

Avec des quartz, l'oscillateur peut les faire travailler en modes fondamental ou harmonique. Dans ce cas, le circuit accordé sur la broche 7 résonne sur la fréquence fondamentale du cristal. Le signal FI est disponible tout aussi bien sur les broches 4 ou 5 avec une impédance de 1 500  $\Omega$  qui convient à la plupart des filtres céramiques 455 kHz, les éléments 10,7 MHz possèdent une valeur de 330  $\Omega$  qu'il convient d'adapter.



## Isolateur-déphaseur 90 degrés

Ce petit schéma permet deux fonctions bien précises, la première consiste à déphaser de 90 degrés le signal d'entrée, la seconde isole l'entrée. La condition à respecter est la suivante :

$$X_L = X_C = R \text{ avec } X_L = 2 \pi f_0 L$$

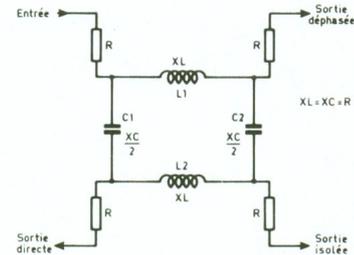
$$\text{et } X_C = 1/2 \pi f_0 C$$

Sur 27 MHz avec  $R = 50 \Omega$ , on aura :

$$L = \frac{X_L}{2 \pi f_0} = 295 \text{ nH}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi f_0 X_C} = 236 \text{ pF}$$

On prendra  $L_1 = L_2 = 295 \text{ nH}$  ; en revanche pour  $C_1$  et  $C_2$  on prend une valeur de 236 pF puisqu'il s'agit d'un demi  $X_C$  soit 25  $\Omega$  au dénominateur.



## Les diviseurs de tension

Le schéma de base représenté ci-dessous peut effectuer une division de tension de manière dépendante ou indépendante de la fréquence. La tension de sortie vaut :

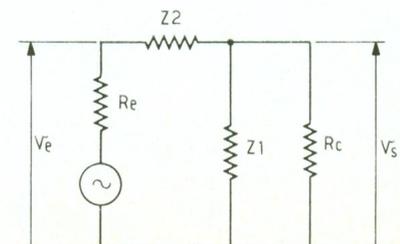
$$V_s = \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \right) \times V_e$$

la fonction de transfert vaut  $V_s/V_e$ . Différents réseaux peuvent être mis en place pour  $Z_1$  et  $Z_2$  comme le montre le tableau. En prenant  $Z_1 = 1/C\omega$  et  $Z_2 = L\omega$  on obtient un filtre passe bas dont la fonction de transfert vaut :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + LC\omega^2}$$

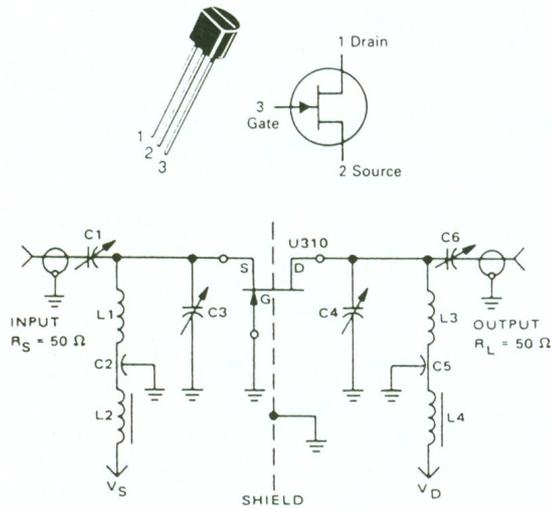
En prenant  $L = 1 \mu\text{H}$ ,  $C = 33 \text{ pF}$  on obtient une fréquence de 27,7 MHz, en exécutant les calculs il apparaît que, à cette fréquence,  $V_s/V_e = 0,5$ , soit la moitié de la tension d'entrée  $V_e$ . Il s'agit de la fréquence de coupure à - 6 dB puisque  $20 \log(V_s/V_e) = 6 \text{ dB}$ .

A partir de ce point, la pente vaut 6 a dB par octave ou 20 a dB par décade, avec « a » l'ordre du filtre. Pour un filtre passe haut,  $Z_1 = L\omega$  et  $Z_2 = 1/C\omega$ , et l'on obtient un résultat identique, mais ici la fréquence d'ouverture vaut 27,7 MHz à - 6 dB.

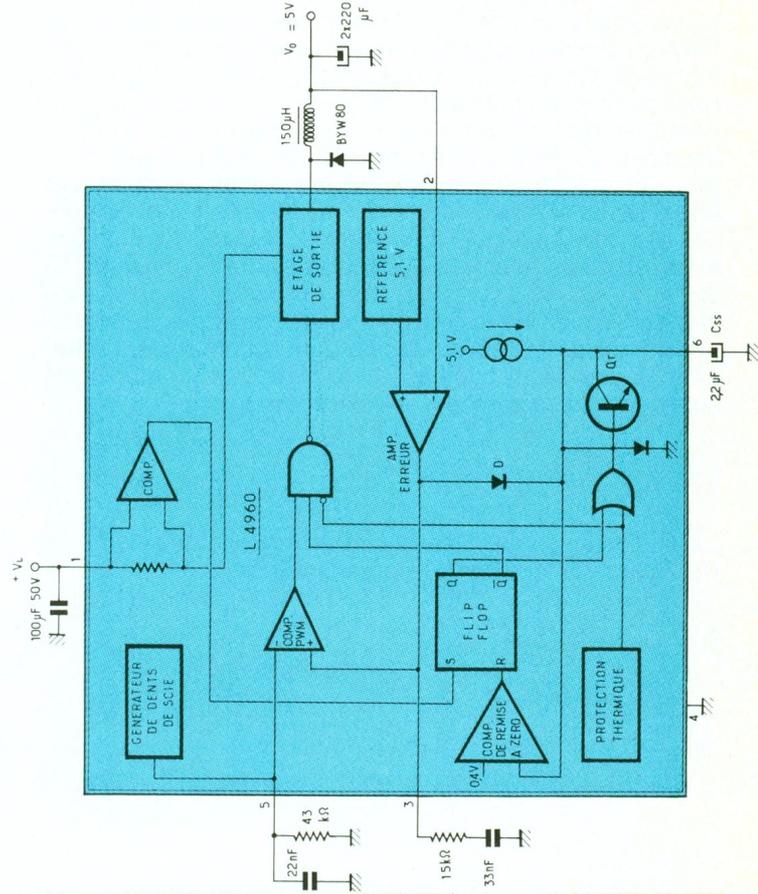


**Le J 310**

Le J 310 est un transistor à effet de champ à canal N. Il s'utilise en amplificateur VHF jusqu'à 1 000 MHz. La capacité « gate drain » vaut 2,5 pF et « gate » « source » 5 pF. Sa tension « drain » « source » peut atteindre 25 V au maximum pour un courant de 60 mA. Le gain en puissance décroît de 20 à 10 dB quand la fréquence passe de 50 à 1 000 MHz, ce, pour une tension VDS de 10 V et un courant de 10 mA. La tension VS est réalisée avec une résistance ajustable de 1 kΩ qui rejoint la masse. Les condensateurs C2 et C5 réalisent les découplages HF alors que les autres éléments forment les circuits accordés d'entrée et de sortie.

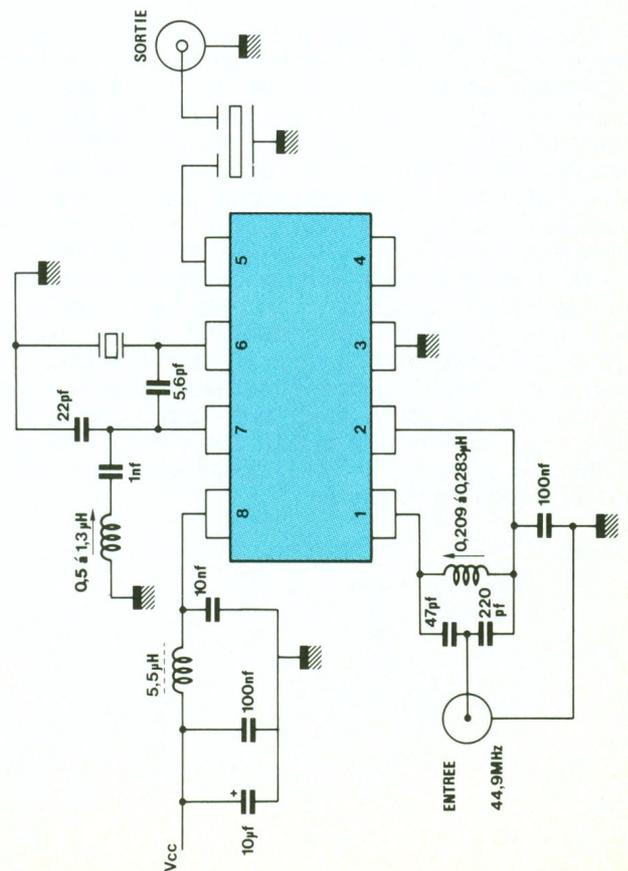


**Alimentation à découpage à L4960**



**Les diviseurs de tension**

- |    |  |   |
|----|--|---|
| 1  |  | $Z = R$   |
| 2  |  | $Z = 1/C\omega$   |
| 3  |  | $Z = L\omega$   |
| 4  |  | $Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$                          |
| 5  |  | $Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$                                    |
| 6  |  | $Z = L\omega - \frac{1}{C\omega}$                                 |
| 7  |  | $Z = \frac{R}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}$                       |
| 8  |  | $Z = \frac{L\omega}{1 + LC\omega^2}$                              |
| 9  |  | $Z = \frac{RL\omega}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$                   |
| 10 |  | $Z = \sqrt{R^2 + (L\omega - 1/C\omega)^2}$                        |
| 11 |  | $Z = \frac{RL\omega}{\sqrt{R^2(1 - LC\omega^2)^2 + L^2\omega^2}}$ |





FICHE À DÉCOUPER

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE HF/VHF BLW 83

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le transistor BLW83 est un transistor silicium, planar épitaxial (de épitaxie : procédé de fabrication des transistors qui donne à ceux-ci une tension de claquage inverse élevée, en même temps qu'une faible résistance série dans le collecteur). Il est utilisé dans les amplificateurs opérant dans les bandes HF et VHF. La tension d'alimentation ne doit pas dépasser 28 V. Ce transistor est préconisé dans les applications BLU (Bande Latérale Unique) comme les amplificateurs linéaires fonctionnant en classe A et AB. Ce composant est stabilisé par résistance d'émetteur et est garanti contre toute erreur de charge.

Caractéristiques

Tension collecteur-émetteur valeur crête ( $V_{BE} = 0$ )	$V_{CESM}$ max 65 V
Tension collecteur-émetteur (base ouverte)	$V_{CEO}$ max 36 V
Tension émetteur-base (collecteur ouvert)	$V_{EBO}$ max 4 V
Courant de collecteur (moyen)	$I_C$ (moy) max 3 A
Courant de collecteur crête (fréquence > 1 MHz)	$I_{CN}$ max 9 A
Puissance R.F. dissipée (fréquence > 1 MHz)	Prf max 76 W
Température de stockage	Tstg - 65° à + 150°
Température de jonction	Tj max 200°

Performances RF - Fonctionnement en classe A

Conditions:  $V_{CE} = 26$  V; fréquence 1 = 28,000 MHz; fréquence 2 = 28,001 MHz

Puissance de sortie	G	$I_C$	D	Th
11 W (PEP)	> 20 dB	1,35 A	- 40 dB	70 °C
12 W (PEP)	typ. 24 dB	1,35 A	- 40 dB	25 °C

où G = gain;  $I_C$  = courant de collecteur; D = distorsion d'intermodulation; Th = température

BLW90 TRANSISTOR DE PUISSANCE U.H.F.

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le BLW 90 est un transistor NPN, planar épitaxial qui convient à l'émission en classe A, B ou C dans les bandes UHF et VHF sous une tension d'alimentation nominale de 28 V. Ce transistor est stabilisé par résistance d'émetteur et est garanti pour supporter un fonctionnement continu à la plus grande puissance de sortie. Une très haute fiabilité est assurée par une métallisation or de l'enrobage. Le transistor est encapsulé dans un boîtier 1/4 " avec une capacité céramique. Toutes les broches sont isolées du boîtier.

Caractéristiques

Tension collecteur-émetteur (valeur crête)	$V_{CESM}$ max 60 V
$V_{BE} = 0$	
Base ouverte	$V_{CEO}$ max 30 V
Tension émetteur-base (collecteur ouvert)	$V_{EBO}$ max 4 V
Courant de collecteur (moyen)	$I_C, I_C(AV)$ max 0,62 A
	$I_{CM}$ max 2 A
Valeur crête f > 1 MHz	$I_{CM}$ max 2 A
Puissance totale dissipée (25 °C)	Ptot max 18,6 W
Température de stockage	Tstg - 65° à + 150 °C
Température de la jonction en fonctionnement	Tj max 200 °C

Performances RF - Fonctionnement en classe B

f (MHz)	$V_{CE}$ (V)	PL (W)	Gp (dB)	$I_C$ (A)	rend. %
470	28	4	> 11	< 0,26	> 55
470	28	4	typ. 12,5	typ. 0,25	typ. 58

L<sub>1</sub>: stripline 34,8 mm x 6 mm; L<sub>2</sub>: stripline 12 mm x 6 mm;  
L<sub>3</sub>: 320 nH 13 spires cuivre émaillé 0,5 mm, diam. 4 mm;  
L<sub>4</sub>: 265 nH 13 spires cuivre émaillé 0,35 mm, diam. 3,5 mm;  
L<sub>5</sub>: 29 nF 3 spires cuivre émaillé 1 mm, diam. 3,5 mm;  
L<sub>6</sub>, L<sub>7</sub>: selfs de choc large bande.

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE U.H.F. BLX94A

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le transistor BLW94A est un transistor silicium planar épitaxial, particulièrement destiné à l'émission en classe A, B ou C, dans la bande UHF et sous une tension d'alimentation de 28 V. Il est stabilisé par résistance d'émetteur et testé sous de très sévères conditions d'erreurs de charge. Des résistances ballasts d'émetteur diffusées ainsi qu'un enrobage métallisé or lui garantissent une excellente fiabilité.

Caractéristiques

Tension émetteur-collecteur valeur crête ( $V_{BE} = 0$ )	$V_{CESM}$ max 65 V
Base ouverte	$V_{CEO}$ max 30 V
Tension base-émetteur collecteur ouvert	$V_{EBO}$ max 4 V
Courant de collecteur	$I_C, I_C(AV)$ max 2,5 A
Valeur crête (f > 1 MHz)	$I_{CM}$ max 6 A
Puissance dissipée f > 1 MHz Tmb = 25 °C	Prf max 60 W
Température de stockage	Tstg - 65° à + 200 °C

Performances RF

BLX94A					
Mode d'émission	$V_{CE}$ (V)	f (MHz)	PL (W)	Gp (dB)	rend. (%)
CW	28	470	25	> 6	> 55

L<sub>1</sub>: stripline 41,1 mm x 5 mm;  
L<sub>2</sub>: 13 spires cuivre émaillé 0,5 mm, diam. 4 mm;  
L<sub>3</sub>: 2 spires cuivre 1 mm, espacement 1,5 mm, diam. 4 mm;  
L<sub>5</sub>: self de choc ferroxcube 75 Ω à 50 MHz.

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE V.H.F. BLY94

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le transistor BLY94 est un transistor silicium NPN, de technologie planar épitaxiale, destinée à l'émission en classe A, B ou C en mobile, industrielle et militaire, sous une tension d'alimentation nominale de 28 V. Chaque transistor est stabilisé par résistance et est garanti pouvoir supporter de sévères erreurs de charge. Il est encapsulé dans un boîtier stipline (voir dessin). Toutes les broches sont isolées du boîtier.

Caractéristiques

Tension collecteur-base, émetteur ouvert (valeur crête)	$V_{CBOM}$ max 65 V
Tension collecteur-émetteur, base ouverte	$V_{CEO}$ max 36 V
Tension émetteur-base, collecteur ouvert	$V_{EBO}$ max 4 V
Courant de collecteur moyen	$I_C$ (AV) max 6 A
Courant de collecteur (valeur crête) f > 1 MHz	$I_{CM}$ max 12 A
Puissance dissipée totale	Ptot max 130 W

Performances RF

Mode d'émission	$V_{CE}$ (V)	f (MHz)	PL (W)	$I_C$ (A)	GP (dB)	rend. %
C.W.	28	175	50	< 2,75	> 7	> 65

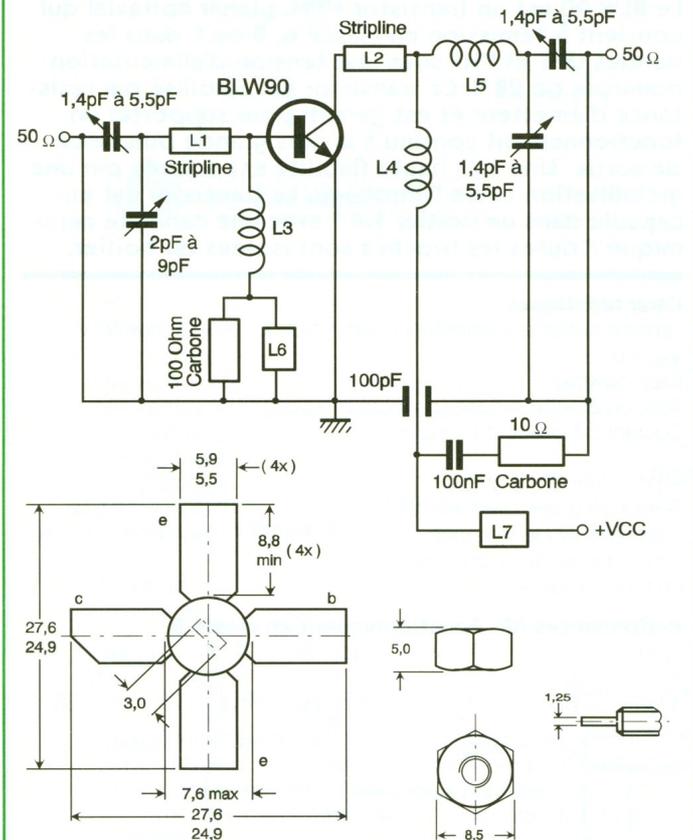
L<sub>1</sub>: 36 nH 2 spires de cuivre émaillé 1,5 mm, diam. 7 mm, long. 5 mm;  
L<sub>2</sub>: créée par une surface de cuivre du circuit imprimé;  
L<sub>3</sub>: 100 nH 7 spires de cuivre émaillé 0,5 mm, diam. 3 mm;  
L<sub>4</sub>, L<sub>5</sub>: selfs de choc ferroxcube;  
L<sub>6</sub>: 53 nH 2 spires de cuivre émaillé 1,5 mm, diam. 10 mm, long. 5,2 mm;  
M<sub>7</sub>: 46 nH 2 spires de cuivre émaillé 1,5 mm, diam. 9 mm, long. 5,4 mm.



FICHE À DÉCOUPER

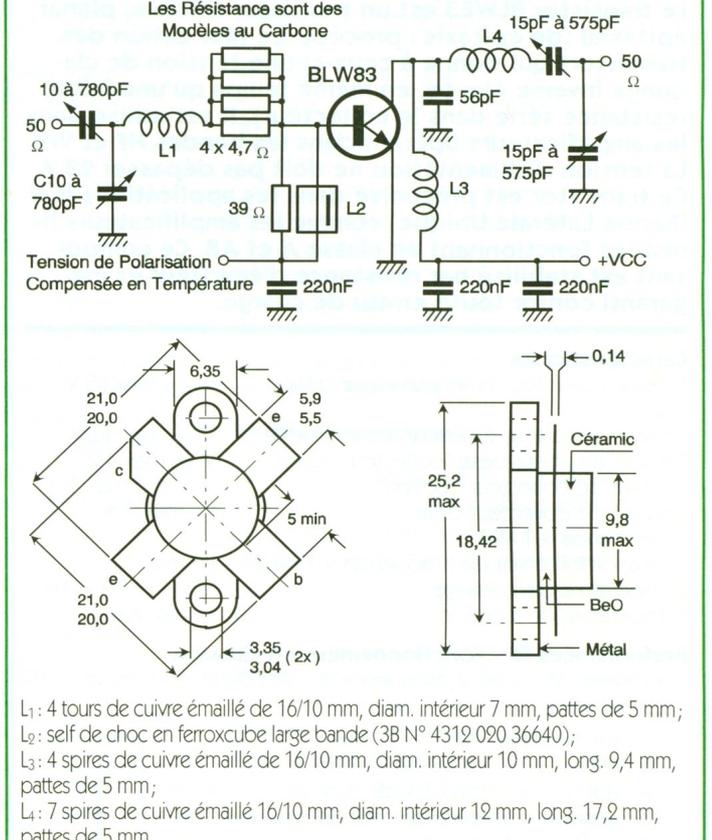
BLW90 TRANSISTOR DE PUISSANCE U.H.F.

ELECTRONIQUE PRATIQUE



LE TRANSISTOR DE PUISSANCE HF/VHF BLW 83

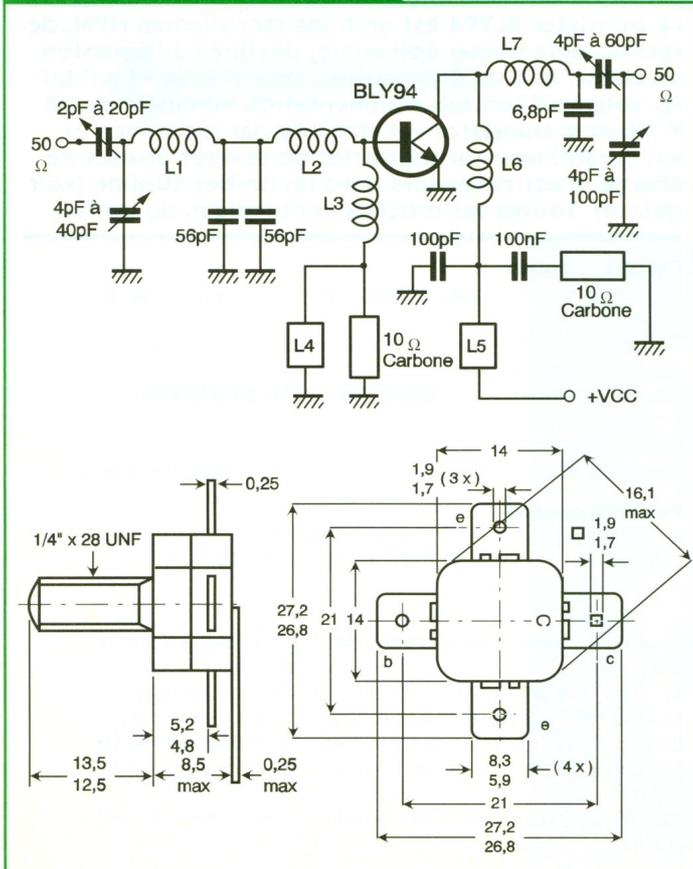
ELECTRONIQUE PRATIQUE



L<sub>1</sub>: 4 tours de cuivre émaillé de 16/10 mm, diam. intérieur 7 mm, pattes de 5 mm;  
 L<sub>2</sub>: self de choc en ferroxcube large bande (3B N° 4312 020 36640);  
 L<sub>3</sub>: 4 spires de cuivre émaillé de 16/10 mm, diam. intérieur 10 mm, long. 9,4 mm, pattes de 5 mm;  
 L<sub>4</sub>: 7 spires de cuivre émaillé 16/10 mm, diam. intérieur 12 mm, long. 17,2 mm, pattes de 5 mm.

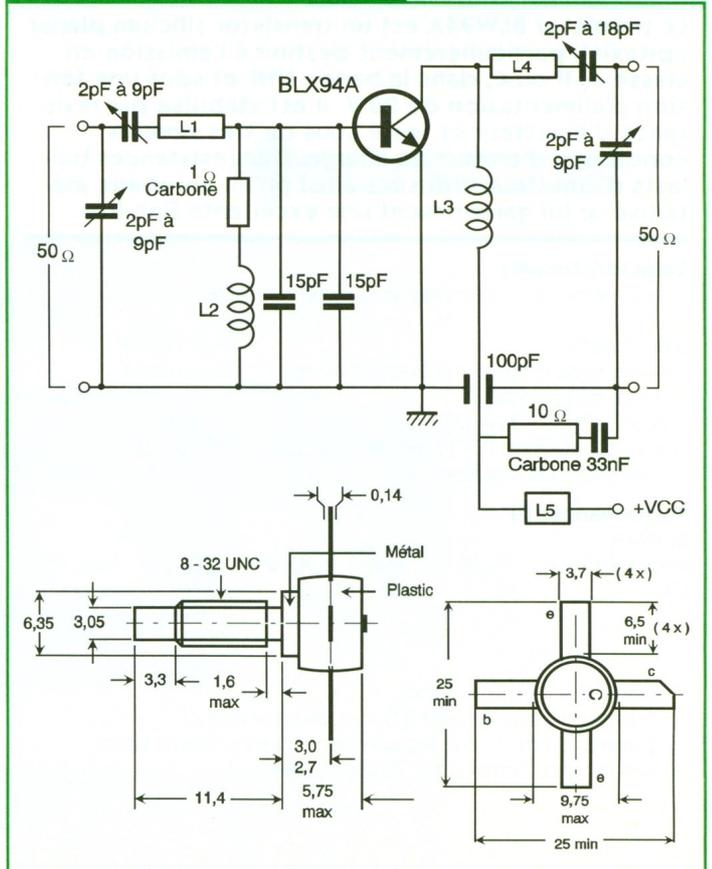
LE TRANSISTOR DE PUISSANCE V.H.F. BLY94

ELECTRONIQUE PRATIQUE



LE TRANSISTOR DE PUISSANCE U.H.F. BLX94A

ELECTRONIQUE PRATIQUE





## FICHE À DÉCUPER

### LE COMPAREUR RAPIDE LM710

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le LM710 est un comparateur de tensions rapide. Il peut remplacer dans tous les cas l'amplificateur opérationnel configuré en comparateur si la rapidité est d'une importance primordiale, son temps de réponse étant de 40 ns. Le niveau de sortie du LM710 se situe environ à + 5 V, ce qui le rend entièrement compatible avec la logique TTL. Il est disponible en boîtier DIL14 et en boîtier métallique TO99. Ses domaines d'utilisation sont les détecteurs tout ou rien, les comparateurs de tensions, les discriminateurs d'amplitude d'impulsions.

#### Caractéristiques

Valeurs limites	
Tension d'alimentation positive	+ 14 V
Tension d'alimentation négative	- 7 V
Courant de sortie en pointe	10 mA
Durée d'un court-circuit en sortie	10 s
Tension différentielle d'entrée	± 5 V
Tension d'entrée	± 7 V
Puissance dissipée TO99	300 mW
DIL14	200 mW
Température de fonctionnement LM710	- 55 °C à + 125 °C
LM710 C	0 °C à + 70 °C
Température de stockage	- 65 °C à + 150 °C
Température de soudage d'une broche (10 s)	300 °C
Temps de réponse	40 ns
Tension de décalage d'entrée	3 mV
Courant d'alimentation positif	5,2 mA
Courant d'alimentation négatif	4,6 mA
Puissance consommée	90 mW

### LE LM339 QUADRUPLE COMPAREUR

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

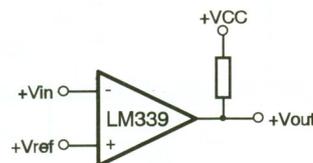
Le LM339 est un circuit intégré présenté en boîtier DIL14 et renfermant quatre comparateurs de tensions indépendants, conçus pour pouvoir fonctionner sous une tension d'alimentation unique ou des tensions symétriques. La valeur de cette tension d'alimentation peut varier dans de larges limites : + 2 V à + 32 V ou ± 1 V à ± 16 V.

Ses applications sont nombreuses et vont du simple comparateur de base jusqu'au multivibrateur bistable.

La tension de sortie est compatible avec la logique TTL (sortance de 2), la DTL, l'ECL, la MOS et la CMOS.

#### Caractéristiques

Valeurs limites	
Tension d'alimentation	+ 32 V ou ± 16 V
Tension d'entrée différentielle	36 V
Tension d'entrée	- 0,3 V à + 36 V
Puissance dissipée	570 mW
Court-circuit de la sortie (à la masse)	continu
Courant d'entrée ( $V_{in} < -0,3 V$ )	50 mA
Température de fonctionnement	0 °C à + 70 °C
Température de stockage	- 65 °C à + 150 °C
Température de soudage d'une broche (10 s)	300 °C



### LE CIRCUIT ICL7660 CON- VERTISSEUR DE TENSION CMOS

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le circuit intégré INTERSIL ICL7660 convertit une tension d'entrée positive comprise entre + 1,5 V et + 10 V en une tension complémentaire négative comprise entre - 1,5 V et - 10 V. Les seuls composants externes nécessaires dans cette configuration sont deux condensateurs faisant office de pompe de charge et de réservoir de charge. L'ICL7660 peut également être utilisé comme doubleur de tension et peut alors fournir jusqu'à + 18 V pour une tension d'entrée de + 10 V.

Aux basses tensions, la broche LV (Low Voltage) est reliée à la masse afin de déconnecter le régulateur interne et optimiser le fonctionnement. Pour les plus hautes tensions (jusqu'à + 10 V), la broche LV est laissée déconnectée.

Ce composant trouve son utilité lorsqu'une tension d'alimentation négative de faible puissance est nécessaire localement, comme les convertisseurs AD et DA, les mémoires dynamiques ou les microprocesseurs.

#### Caractéristiques

Efficacité de la conversion de tension sans charge	99,9 %
Efficacité en puissance	98 %
Gamme de fonctionnement	+ 1,5 V à + 10 V
Valeurs limites	
Tension d'alimentation	+ 10,5 V
Durée du court-circuit en sortie ( $V_{olim} < ou = à + 5,5 V$ )	continu
Température de fonctionnement	0 °C à + 70 °C
Courant d'alimentation	500 µA max

### LE CIRCUIT ICL7673 COMMUTATEUR AUTOMATIQUE

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le circuit Intersil ICL7673 assure la commutation automatique entre l'alimentation principale et l'alimentation sur batteries ou sur piles d'un circuit quelconque. Il ne provoque qu'une très faible perte de tension entre l'alimentation et la charge, et il ne consomme qu'un très faible courant d'alimentation. Il possède des sorties logiques qui signalent laquelle des deux alimentations est en fonctionnement, mais qui peuvent également être utilisées comme sorties de commande de transistors de puissance afin de commuter des courants importants.

Ses principales applications sont l'alimentation des mémoires CMOS volatiles et des horloges, les détecteurs de surtension et sous-tension, l'appareillage portable.

#### Caractéristiques

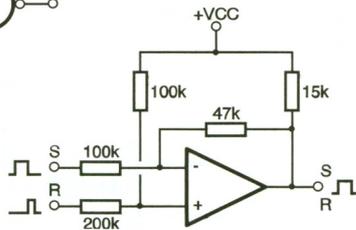
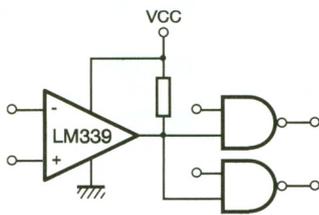
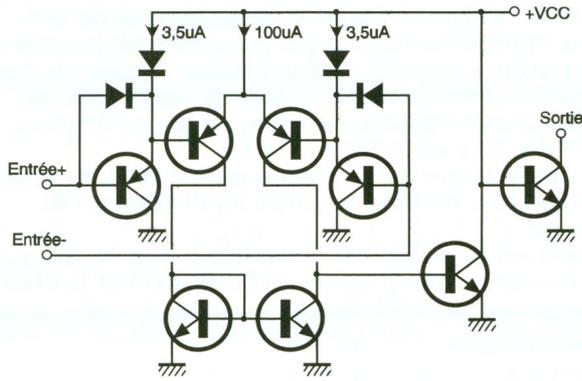
Valeurs limites	
Tension d'alimentation ( $V_p$ ou $V_s$ )	- 0,3 V à + 18 V
Tension de sortie ( $P_{bar}$ et $S_{bar}$ )	- 0,3 V à + 18 V
Courant de crête	
entrée $V_p$ (entrée $V_p = + 5 V$ )	38 mA
entrée $V_s$ (entrée $V_s = + 3 V$ )	30 mA
$P_{bar}$ ou $S_{bar}$	150 mA
Courant continu	
entrée $V_p$ (entrée $V_p = + 5 V$ )	38 mA
entrée $V_s$ (entrée $V_s = + 3 V$ )	30 mA
$P_{bar}$ ou $S_{bar}$	50 mA
Puissance dissipée	300 mW
Température de fonctionnement	0 °C à + 70 °C
Tension d'alimentation	+ 2,5 V à + 1,5 V
Courant de repos	1,5 µA



FICHE À DÉCOUPER

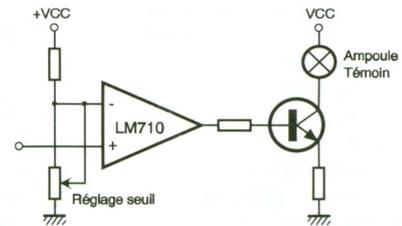
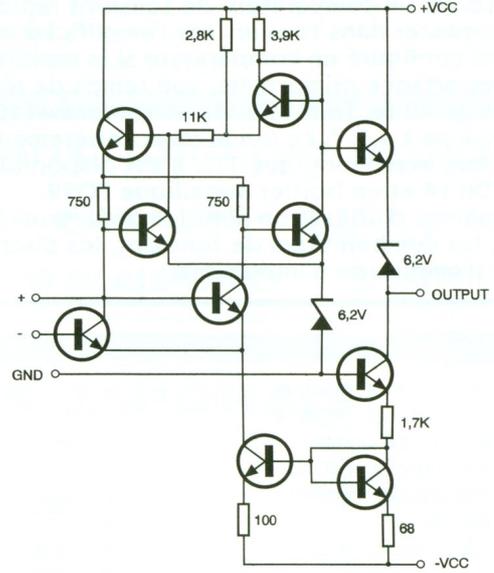
LE LM339 QUADRUPLE COMPARATEUR

ELECTRONIQUE PRATIQUE



LE COMPAREUR RAPIDE LM710

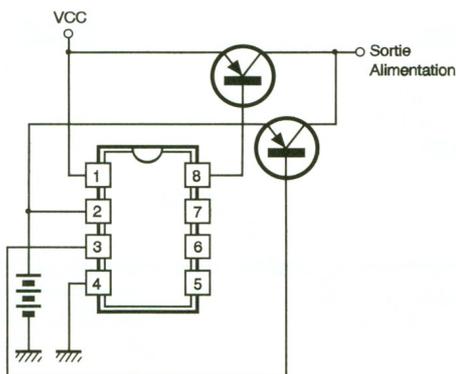
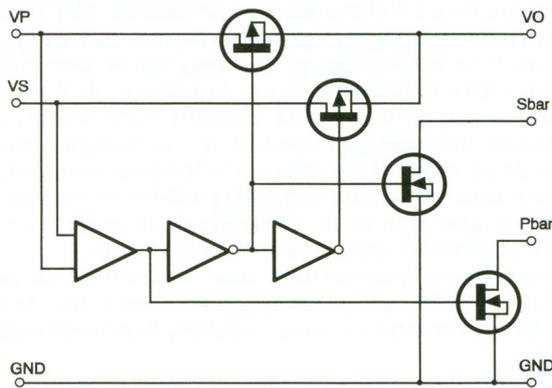
ELECTRONIQUE PRATIQUE



Signalisation de dépassement de seuil

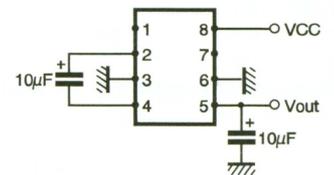
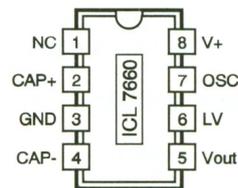
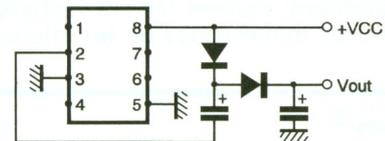
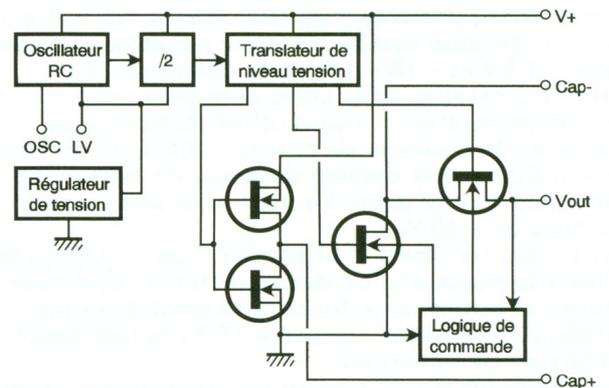
LE CIRCUIT ICL7673 COMMUTATEUR AUTOMATIQUE

ELECTRONIQUE PRATIQUE



LE CIRCUIT ICL7660 CONVERTISSEUR DE TENSION CMOS

ELECTRONIQUE PRATIQUE





## FICHE À DÉCOUPER

### LE LM310 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL SUIVEUR

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le LM310 est un amplificateur opérationnel dont le branchement interne le configure en amplificateur suiveur de gain unitaire. Il peut être alors utilisé dans tous les cas où un amplificateur suiveur est nécessaire, c'est-à-dire pour toutes les utilisations courantes (dans les limites de ses caractéristiques) : amplificateur à haute impédance d'entrée, référence de tension, filtres, détecteur de zéro ou comparateur.

#### Caractéristiques

Tension de décalage d'entrée	2,5 mV
Résistance d'entrée	100 000 MΩ
Capacité d'entrée	1,5 pF
Gain en tension	0,999 V/V
Résistance de sortie	0,75 Ω
Courant d'alimentation	3,9 mA
Réjection de la tension d'alimentation	80 dB
Dérive en température	10 μV/°C

#### Valeurs limites

Tension d'alimentation	± 18 V
Puissance dissipée	500 mW
Tension d'entrée	± 15 V
Durée d'un court-circuit en sortie	continu
Température de fonctionnement	0 °C à + 70 °C
Température de stockage	- 65 °C à + 150 °C
Température d'une broche (soudage de 10 s)	+ 300 °C

### LE XR4151 CONVERTISSEUR TENSION-FREQUENCE

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le XR4151 est un circuit intégré utilisable lorsqu'un convertisseur tension-fréquence ou fréquence-tension est nécessaire à un prix de revient faible. Il fonctionne sous une tension d'alimentation unique et sa mise en œuvre est simple. Il peut être utilisé dans de nombreuses applications comme convertisseur analogique-digital ou digital-analogique. Le XR4151 tolère sur sa sortie un court-circuit permanent.

#### Caractéristiques

Alimentation unique	+ 8 V à + 22 V
Impulsions de sortie compatibles toute logiques linéarité	± 0,05 %
Stabilité en température	± 100 ppm/°C
Grande réjection du bruit	
Réglage unique pleine échelle	
Entrée unique référencée à la masse	

#### Valeurs limites

Tension d'alimentation	+ 22 V
Courant de sortie	20 mA
Dissipation de puissance	500 mW
Tension d'entrée	- 0,2 V à + Vcc

### LE LM3900 QUADRUPLE AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le LM3900 a été spécialement conçu pour fonctionner à l'aide d'une alimentation unique. Contrairement aux amplificateurs opérationnels classiques, l'entrée non inverseuse n'est pas réalisée à l'aide de l'amplificateur différentiel à transistors, mais par un miroir de courant (courant provenant de l'entrée inverseuse). Le LM3900, contrairement à l'AOP classique, ne fait pas la différence des tensions d'entrée, mais la différence des courants d'entrée. Un grand nombre d'applications peut être envisagé : oscillateurs, filtres, générateurs d'impulsions, etc.

#### Caractéristiques

Bande passante	2,5 MHz
Gain en boucle ouverte	2,8 V/mV
Résistance d'entrée	1 MΩ
Résistance de sortie	8 kΩ
Courant de polarisation d'entrée	30 nA
Courant d'alimentation	6,2 mA
Courant de sortie	10 mA
Réjection de la tension d'alimentation	70 dB

#### Valeurs limites

Tension d'alimentation	+ 32 ou ± 16 V
Puissance dissipée	entre 500 mW et 900mW
Courant d'entrée In+ ou In-	20 mA DC
Durée de court-circuit en sortie	continu
Température de fonctionnement	0 °C à + 70 °C
Température de stockage	- 65 °C à + 150 °C
Température d'une broche (soudage de 10 s)	+ 300 °C

### LE LM381 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL FAIBLE BRUIT

### ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le LM381 est un double préamplificateur qui peut être utilisé lorsque les signaux à traiter sont de faible amplitude et quand le facteur de bruit doit être aussi faible que possible. Les deux amplificateurs contenus dans le boîtier sont indépendants et possèdent chacun sa propre régulation (la réjection est de 60 dB entre les deux canaux). Ils possèdent également, en interne, une compensation qui peut être doublée en externe, quatre broches du boîtier étant réservées à cette fonction.

#### Caractéristiques

Faible bruit d'entrée	0,5 V
Gain élevé en boucle ouverte	112 dB
Tension d'alimentation unique	
Plage de la tension d'alimentation étendue	+ 9 V à + 40 V
Réjection de la tension d'alimentation	120 dB
Amplitude importante de la tension de sortie	Vcc - 2 Vcc
Bande passante au gain unitaire	14 MHz
Protection contre les courts-circuits	

#### Valeurs limites

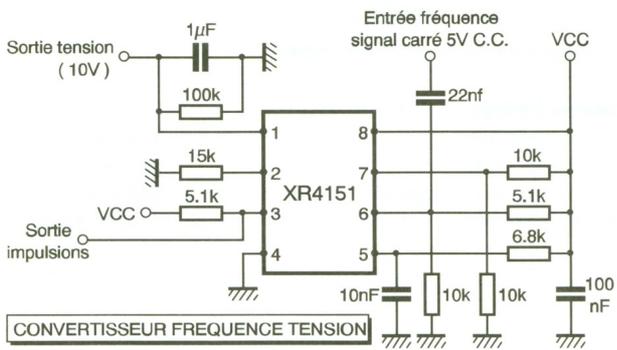
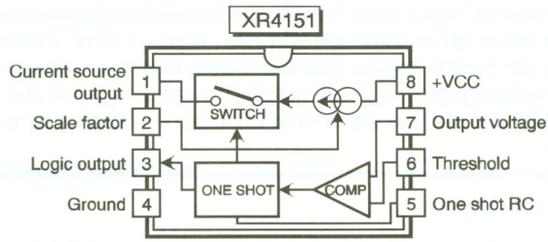
Tension d'alimentation	+ 9 V à + 40 V
Puissance dissipée	715 mW
Température de fonctionnement	0 °C à + 70 °C
Température de stockage	- 65 °C à + 150 °C
Température d'une broche (soudage de 10 s)	+ 300 °C



### FICHE À DÉCOUPER

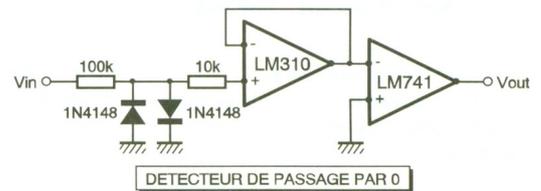
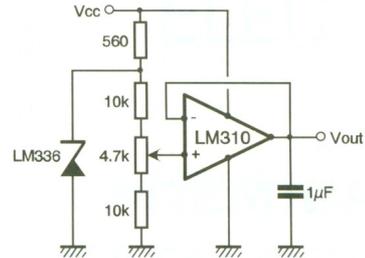
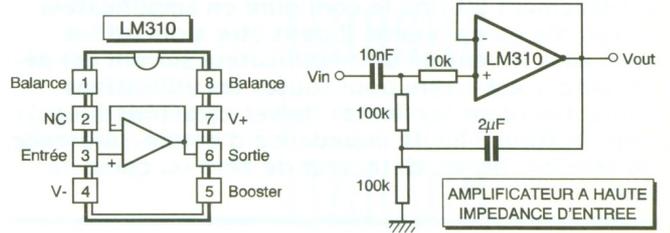
## LE XR4151 CONVERTISSEUR TENSION-FREQUENCE

## ELECTRONIQUE PRATIQUE



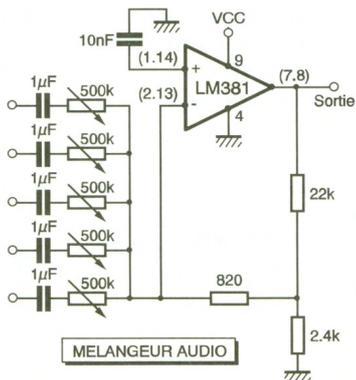
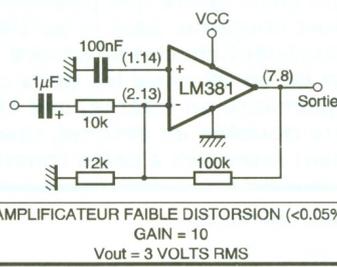
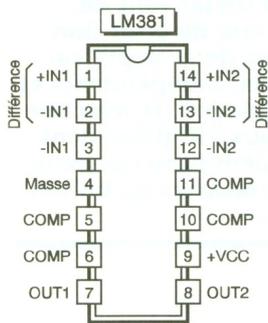
## LE LM310 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL SUIVEUR

## ELECTRONIQUE PRATIQUE



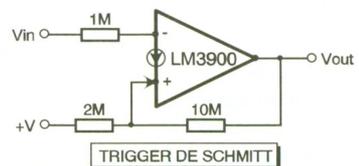
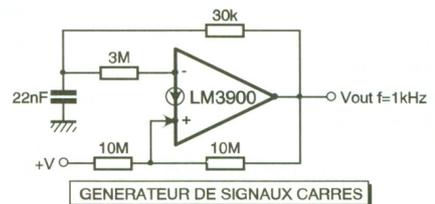
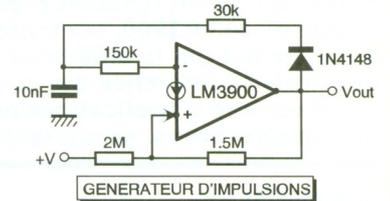
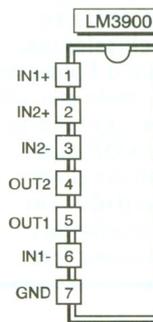
## LE LM381 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL FAIBLE BRUIT

## ELECTRONIQUE PRATIQUE



## LE LM3900 QUADRUPLÉ AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

## ELECTRONIQUE PRATIQUE





FICHE À DÉCOUPER

**AMPLIFICATEUR FI 60 MHz :  
LE MC 1350**

**ELECTRONIQUE  
PRATIQUE**

Ce circuit intégré peut être utilisé dans une grande plage de fréquences, allant de 400 kHz à 60 MHz avec une variation du gain de 14 dB. Il dispose d'une entrée de commande du gain, le CAG, qui agit avec une dynamique de 60 dB. Cet amplificateur a un fonctionnement très stable et doit s'employer en montage sélectif à bande large ou étroite. Un démodulateur AM à grand gain peut être envisagé avec le MC 1330 P pour réaliser une FI de téléviseurs.

**Caractéristiques principales**

Gain en puissance	62 dB à 455 kHz 58 dB à 10,7 MHz 48 dB à 58 MHz
Dynamique de la CAG	60 dB pour $5\text{ V} < U_{CAG} < 7\text{ V}$
Alimentation	12 V
Consommation	17 mA maxi
Impédance d'entrée (sous 7 pF)	3,2 kΩ à 455 kHz 2,8 kΩ à 10,7 MHz 2 kΩ à 58 MHz
Impédance de sortie en mode non différentiel (sous 1,5 pF)	125 kΩ à 455 kHz 110 kΩ à 10,7 MHz 16 kΩ à 58 MHz

En mode différentiel, on double ces valeurs.

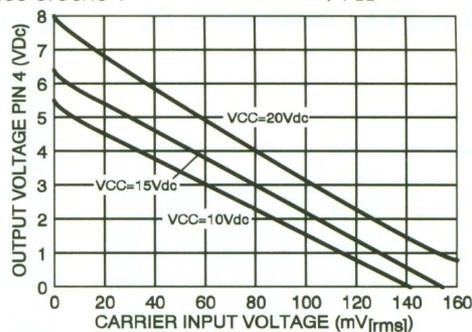
**DEMODULATEUR VIDEO FAIBLE  
NIVEAU : LE MC 1330 P**

**ELECTRONIQUE  
PRATIQUE**

Le MC 1330 constitue un démodulateur synchrone pour les signaux AM, principalement dans les FI de télévision. Un détecteur synchrone se compose d'un étage différentiel accordé par un réseau RLC, cet étage reçoit d'un côté un signal écrêté et de l'autre le signal FI modulé en AM. Pour des applications TV, le point important est celui du circuit RLC, en particulier son facteur de surtension qui doit être compris entre 20 et 50.

**Caractéristiques principales du circuit**

Gain de conversion	33 dB
Fréquence maximale	50 MHz
Alimentation	10 à 24 V
Consommation	25 mA max.
Impédance d'entrée	4,9 kΩ sous 1,5 pF
Impédance aux bornes du circuit RLC	4,4 kΩ sous 1 pF
Bande passante vidéo broche 4	10 MHz
Bande passante vidéo broche 5	2,2 MHz
Impédance broche 4	94 Ω



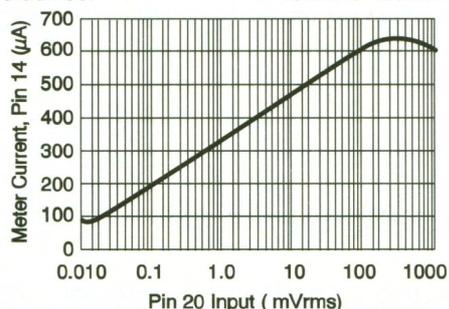
**RECEPTEUR FM A LARGE  
BANDE : LE MC 3356**

**ELECTRONIQUE  
PRATIQUE**

Ce circuit intégré regroupe tous les ensembles pour réaliser un récepteur à large couverture, oscillateur, mélangeur, limiteur, démodulateur et silencieux, circuit de mise en forme des signaux numériques. Ce circuit très intéressant convient tout à fait à diverses applications jusqu'à 200 MHz, le circuit oscillateur fonctionne aussi bien avec un circuit accordé LC qu'avec un quartz en mode fondamental ou partiel.

**Caractéristiques principales**

Alimentation	3 à 9 V
Consommation	25 mA maxi
Sensibilité	30 μV à -3 dB de limitation 60 μV pour 50 dB de S + B/B
Gain en tension du mélangeur	2,5
Impédance d'entrée	260 Ω sous 5 pF
Bande passante FI	50 MHz
Niveau de sortie audio	500 mV
Pente du RSSI	7 μA/dB
Dynamique du RSSI	10 mV à 400 mV



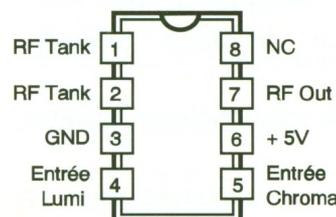
**MODULATEUR TV :  
LE MC 1373**

**ELECTRONIQUE  
PRATIQUE**

Ce circuit permet de réaliser un modulateur TV pour jeux vidéo par exemple, il contient l'oscillateur et le circuit de modulation en AM. La fréquence d'oscillation maxi est de 100 MHz et convient donc pour la bande 1 TV. Le circuit oscillant entre les broches 1 et 2 doit être accordé sur la fréquence de la porteuse du canal image, une inductance de 100 nH en parallèle sur une 56 pF donne une fréquence de 67,25 MHz. La broche 4 reçoit la luminance et la synchro à front positif.

**Caractéristiques principales**

Alimentation	5 V
Consommation	12 mA
Fréquence d'utilisation	jusqu'à 100 MHz
Entrée luminance	1,5 V maxi
Niveau de sortie HF	15 mV sous 75 Ω
Résistance d'entrée broche 5	800 Ω
Résistance d'entrée broche 4	10 kΩ



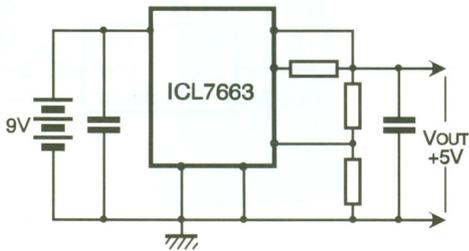
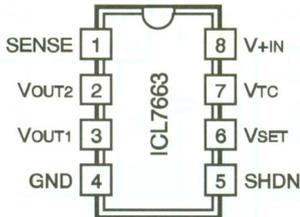




ICL 7663

ELECTRONIQUE PRATIQUE

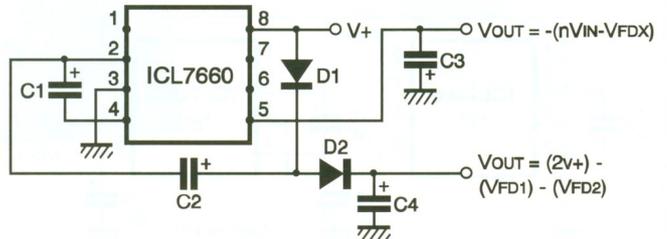
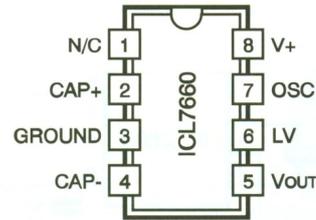
Ce circuit intégré est un régulateur de tension programmable dont la tension d'entrée peut varier de 1,5 V à 16 V, le courant de sortie moyen est d'environ 40 mA.



ICL 7660

ELECTRONIQUE PRATIQUE

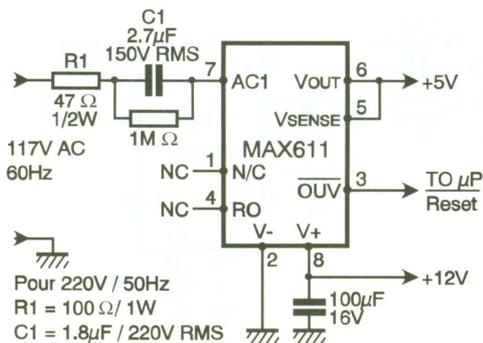
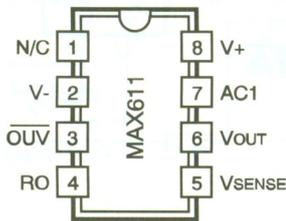
Ce circuit convertit une tension d'entrée comprise entre 1,5 V et 10 V en une tension négative de même valeur de - 1,5 V à - 10 V. On peut ainsi réaliser facilement des alimentations symétriques à partir d'une seule pile. Le courant de sortie moyen s'élève à 30 mA.



LE MAX 611

ELECTRONIQUE PRATIQUE

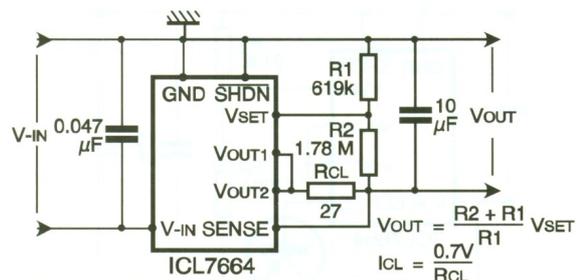
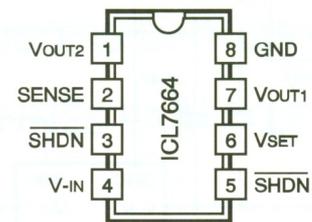
Ce circuit permet de convertir directement la tension secteur en une tension continue redressée de + 5 V. La tension secteur peut varier de 110 à 220 VAC, la mise en œuvre demeure très simple et peu de composants sont utiles. Ce circuit convient parfaitement dans des applications où le transformateur devient inutile ou encombrant.



ICL 7664

ELECTRONIQUE PRATIQUE

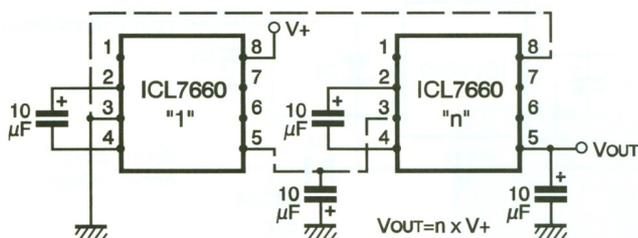
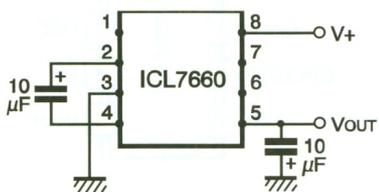
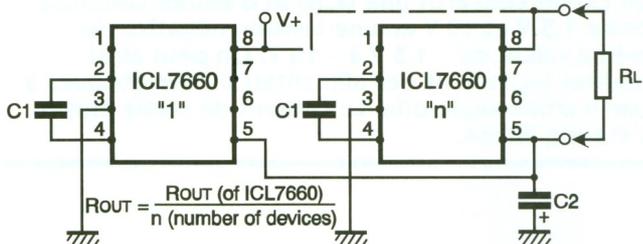
Le circuit ICL 7664 est un régulateur de tension négative dont l'entrée peut accepter une amplitude allant de - 2 V à - 16 V. Le courant de sortie moyen que l'on peut lui demander vaut 25 mA.





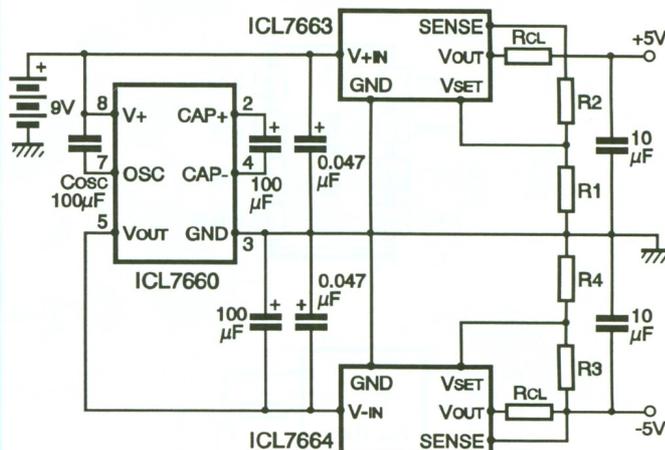
ICL 7660

ELECTRONIQUE PRATIQUE



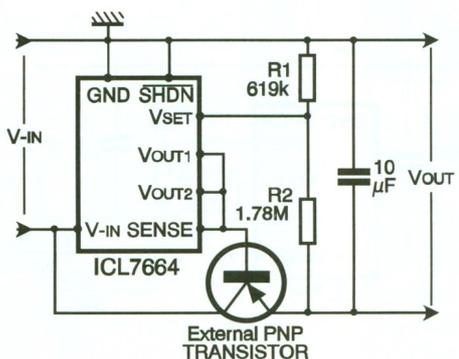
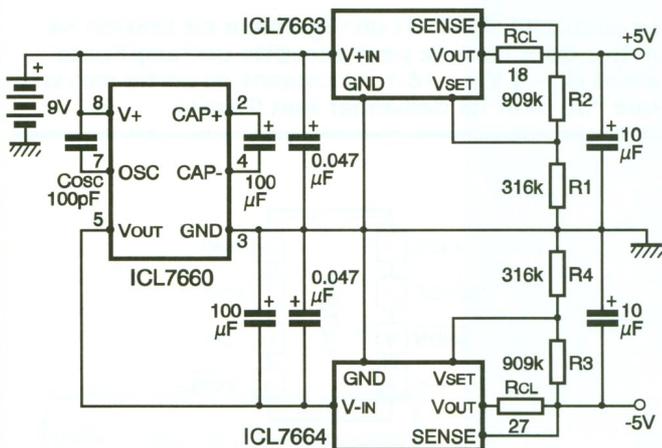
ICL 7663

ELECTRONIQUE PRATIQUE



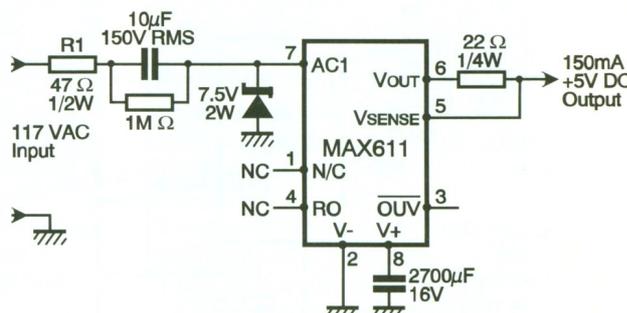
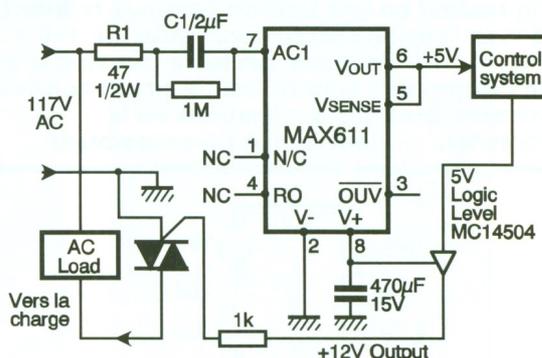
ICL 7664

ELECTRONIQUE PRATIQUE



LE MAX 611

ELECTRONIQUE PRATIQUE

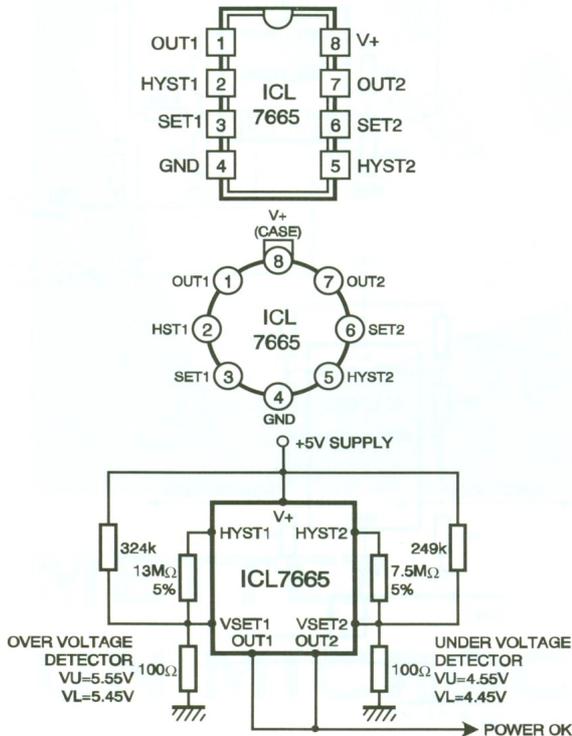




ICL 7665

ELECTRONIQUE PRATIQUE

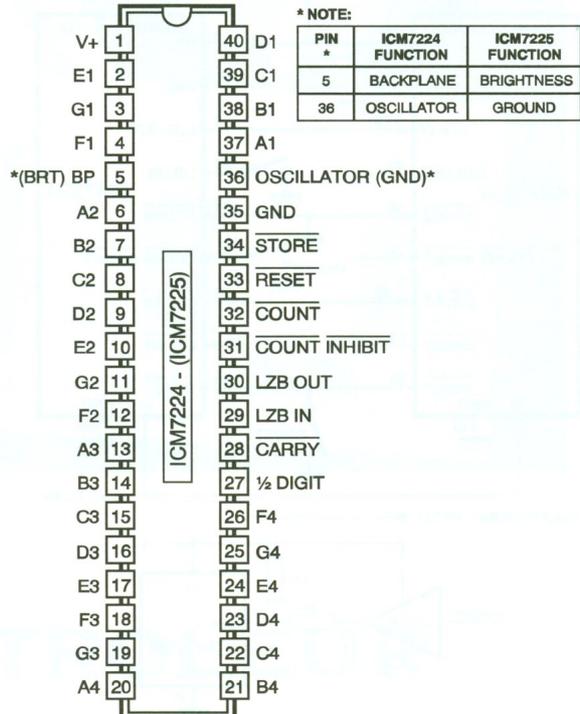
L'ICL 7665 est un circuit indicateur de « sous » et « sur » tension, utilisable dans les applications dites « low battery detection » : l'alimentation du circuit peut s'effectuer de 1,6 à 16 V pour contrôler des tensions jusqu'à plusieurs centaines de volts.



ICM 7225

ELECTRONIQUE PRATIQUE

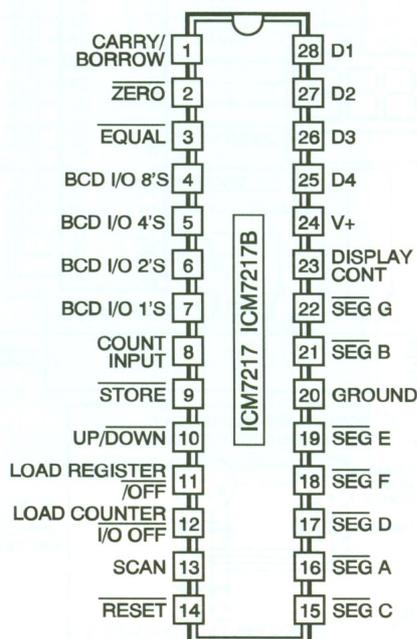
L'ICM7225 est un compteur 4 1/2 digits à haute vitesse. On peut envisager des applications telles que fréquencemètre, totalisateur, tachimètre ou affichage des temps. Il fonctionne avec une tension d'alimentation 5 V et sa consommation de courant vaut 200 mA quand l'affichage indique 18888.



ICM 7217 A

ELECTRONIQUE PRATIQUE

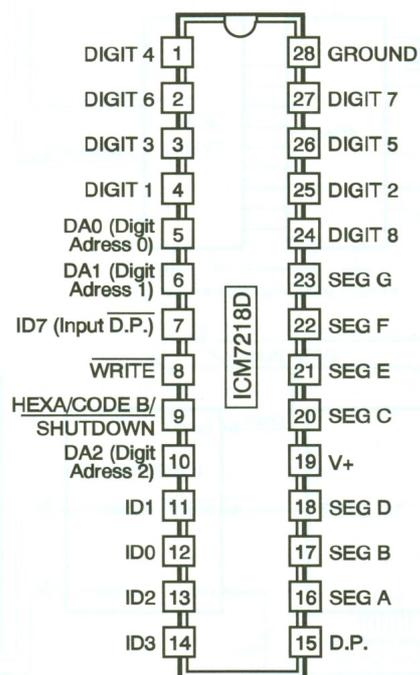
L'ICM 7217 A est un compteur à décade prévu pour des afficheurs à cathodes communes. Le comptage s'effectue jusqu'à 9999, la fréquence maximale d'entrée vaut 3,5 MHz et la tension d'alimentation est de 5 V pour un courant de l'ordre de 200 mA. L'affichage se retrouve multiplexé par un décodeur BCD 4 bits, qui offre la possibilité d'un prépositionnement lorsqu'il est utilisé dans des récepteurs radio par exemple.



ICM 7218 D

ELECTRONIQUE PRATIQUE

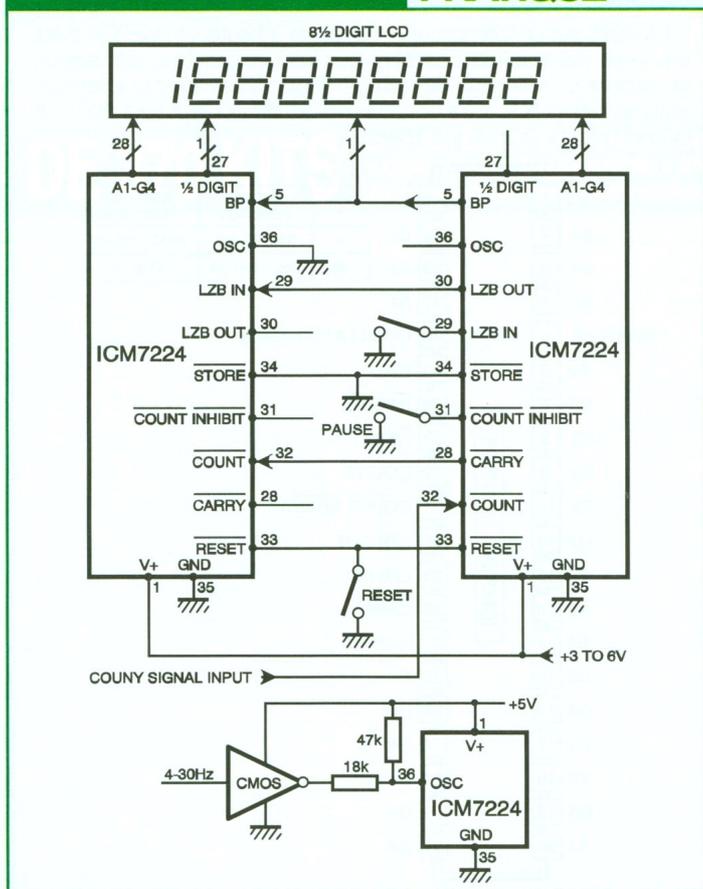
L'ICM 7218 est un driver pour faire fonctionner un afficheur à LED à 8 digits 7 segments. La tension d'alimentation vaut 5 V avec une consommation de 25 mA (sans les afficheurs).





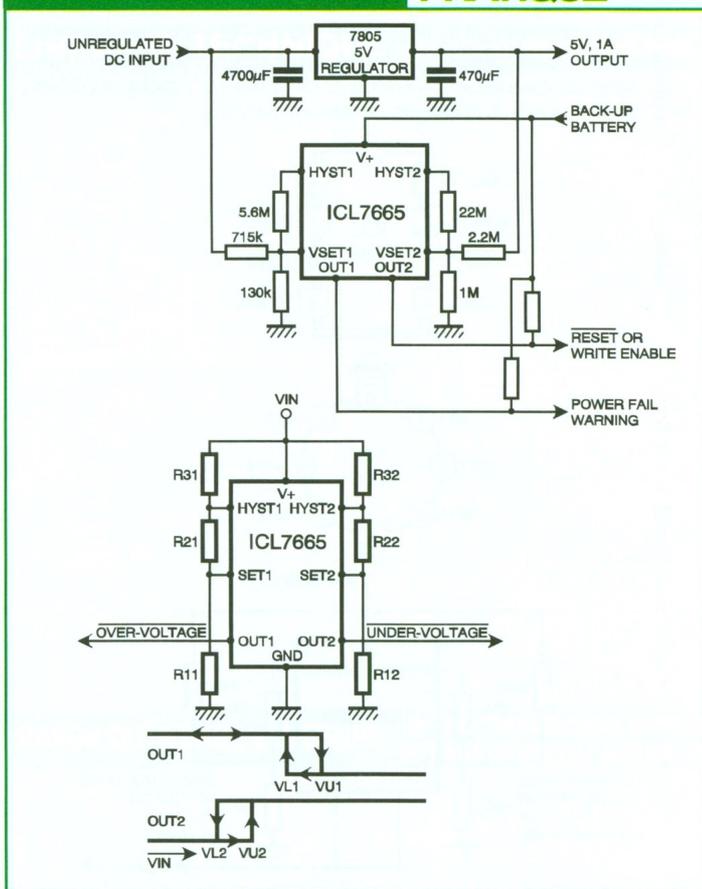
ICM 7225

ELECTRONIQUE PRATIQUE



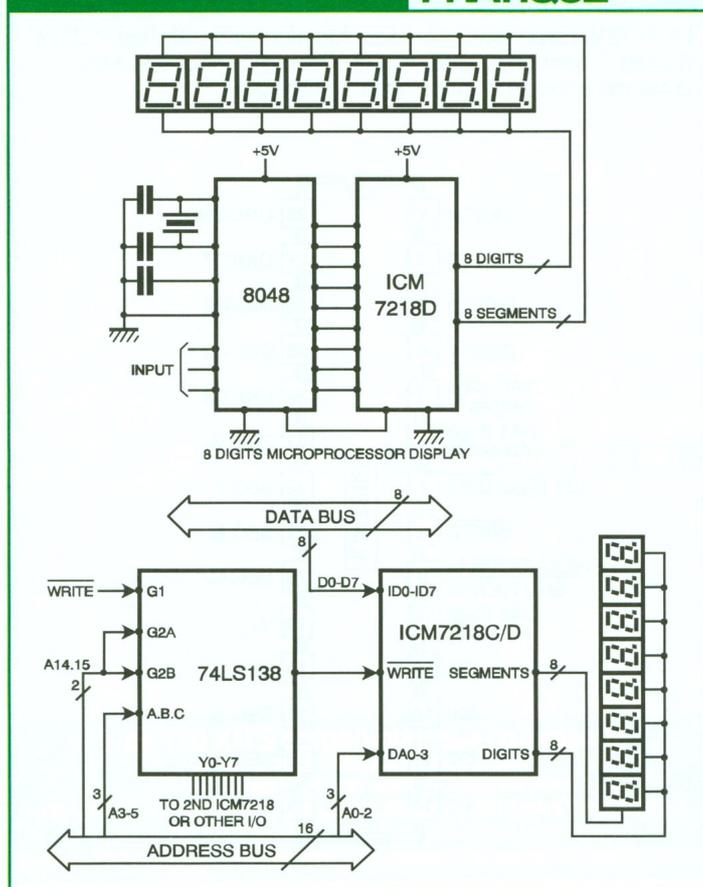
ICL 7665

ELECTRONIQUE PRATIQUE



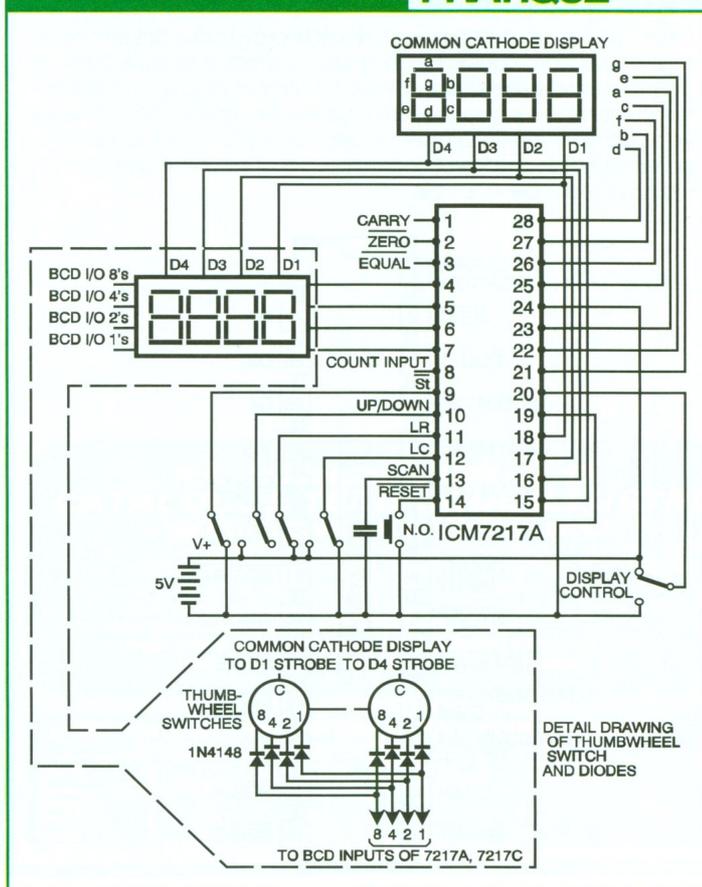
ICM 7218 D

ELECTRONIQUE PRATIQUE



ICM 7217 A

ELECTRONIQUE PRATIQUE



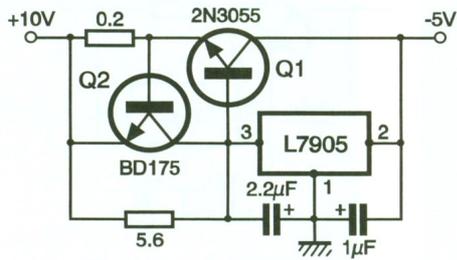
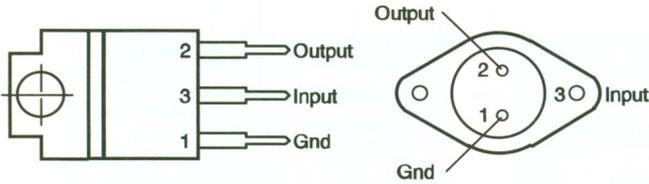


FICHE À DÉCOUPER

REGULATEURS NEGATIF  
SERIE 7900

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE

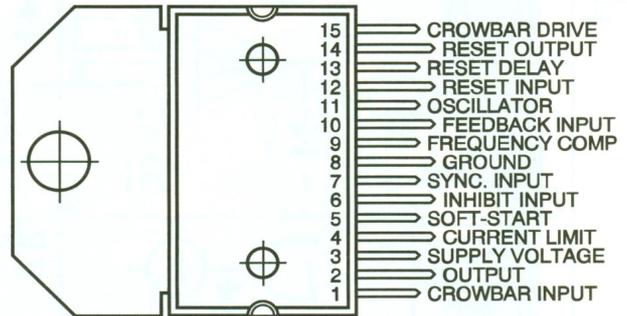
Ces circuits intégrés existent en version 5 V à 24 V, ils regroupent tous les composants afin de réaliser des régulateurs pouvant délivrer des courants jusqu'à 1,5 A. Ils sont protégés contre les emballements thermiques et les courts-circuits en sortie.



LE « L296 » REGULATEUR  
A DECOPAGE

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE

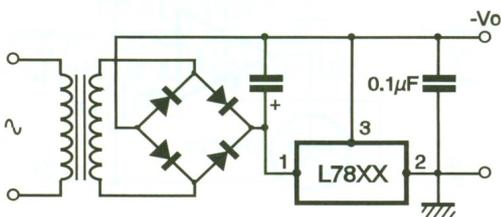
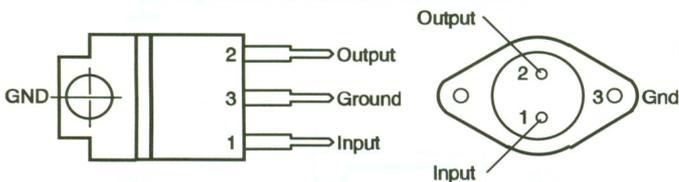
Le « L296 » est un régulateur à découpage capable de délivrer un courant de 4 A dans une plage de tension allant de 5,1 V à 40 V. La tension de référence interne a une précision de ± 2 %, l'efficacité globale du circuit atteint 90 %. La fréquence de découpage peut aller jusqu'à 200 kHz. Les boîtiers se font en Multiwatt 15 broches.



REGULATEURS  
SERIE 7800

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE

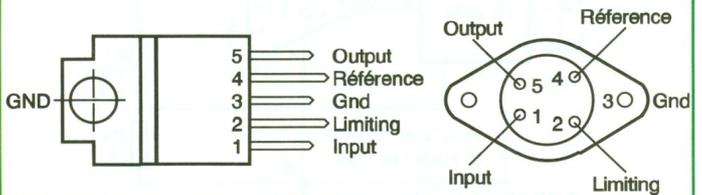
Ces circuits intégrés largement répandus permettent de réaliser avec un minimum de composants des régulateurs de tension dans la gamme 5 à 24 V, le courant disponible en sortie peut aller jusqu'à 1,5 A. Ils sont protégés contre les courts-circuits et les emballements thermiques. Dans la gamme où la tension  $V_o$  va de 5 à 18 V, la tension d'entrée  $V_i$  peut monter jusqu'à 35 V, les modèles 20 et 24 V acceptent 40 V en entrée. Ces circuits restent disponibles en boîtiers TO220 ou TO3.



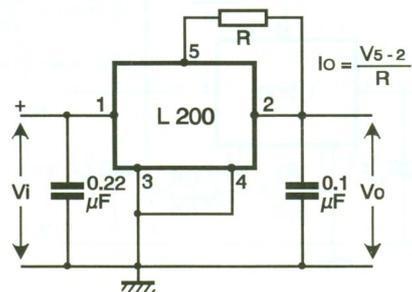
LE « L200 » REGULATEUR  
DE TENSION VARIABLE

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE

Le « L200 » est un circuit intégré prévu pour la régulation de tensions et de courants, il est protégé contre les courts-circuits et les emballements thermiques. Il supporte pendant 10 ms une tension d'entrée de 60 V. Le circuit est disponible en boîtier TO3 ou Pentawatt, il délivre un courant maximal de 2 A dans les deux versions. La tension de sortie minimale s'établit à 2,9 V.



Type	PENTAWATT	TO-3
L 200		L 200 T
L 200 C	L 200 CH / L 200 CV	L 200 CT

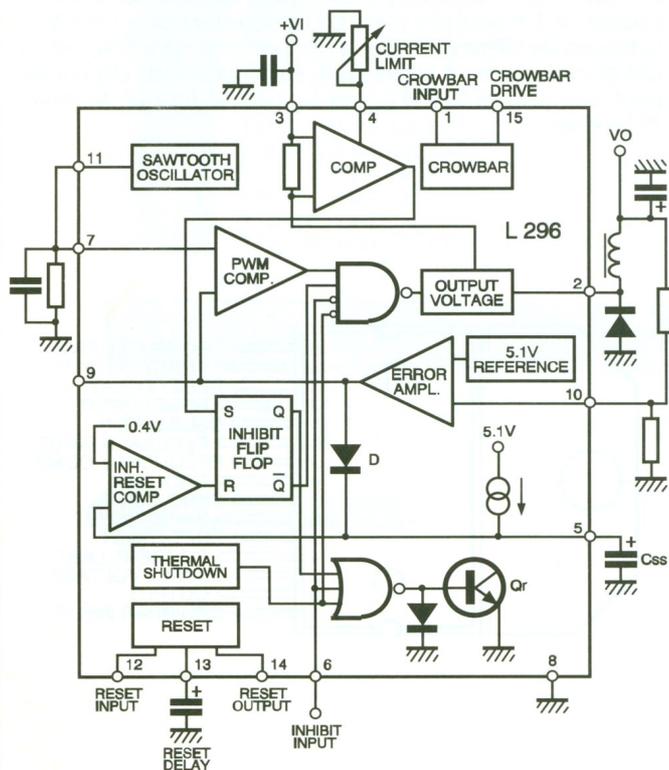




FICHE À DÉCOUPER

LE « L296 » REGULATEUR A DECOUPE

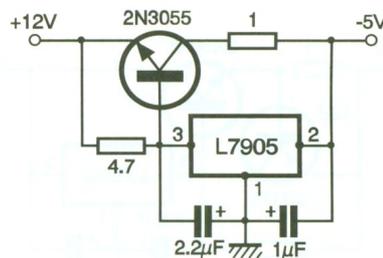
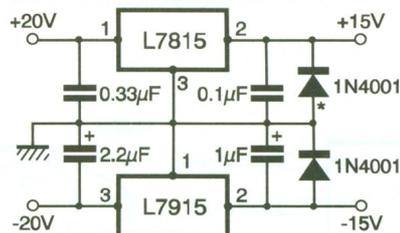
ELECTRONIQUE PRATIQUE



CROWBAR : LIMITEUR DE TENSION

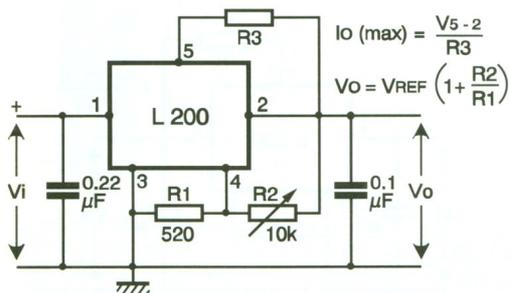
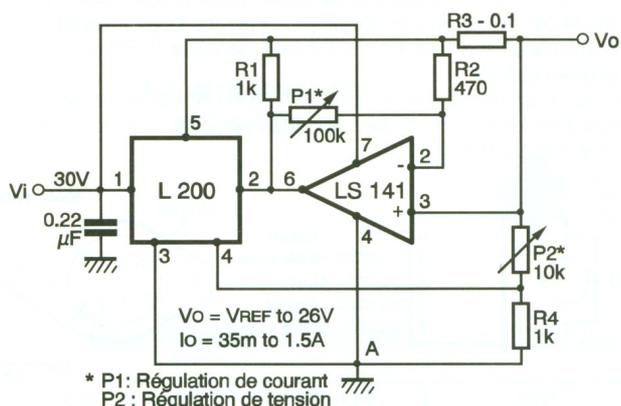
REGULATEURS NEGATIF SERIE 7900

ELECTRONIQUE PRATIQUE



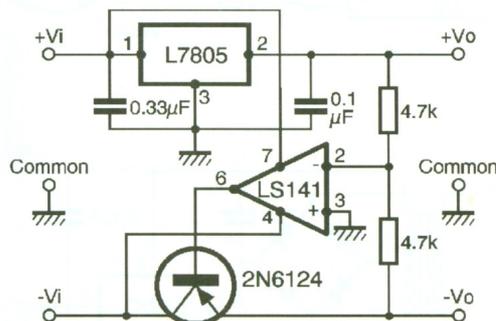
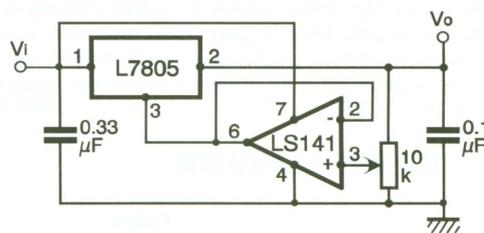
LE « L200 » REGULATEUR DE TENSION VARIABLE

ELECTRONIQUE PRATIQUE



REGULATEURS SERIE 7800

ELECTRONIQUE PRATIQUE





FICHE À DÉCOUPER

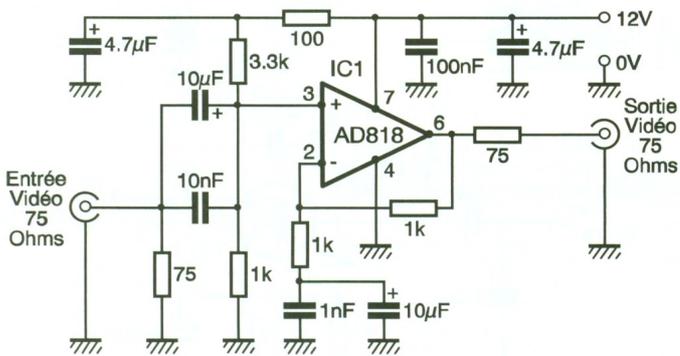
L'AD 818 AMPLIFICATEUR VIDEO

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Ce circuit intégré est un AOP prévu pour des applications vidéo, le gain peut valoir +2 ou -1. Les valeurs extrêmes de tension d'alimentation vont de +5 V à +36 V ou de ±5 à ±18 V, la consommation maximale vaut 7,5 mA. Le slew rate s'élève à 200 V/μs, la bande passante à -3 dB dépend de la tension d'alimentation. Pour un gain de 2, elle vaut 130 MHz si Vcc = ±15 V, 95 MHz avec Vcc = ±5 et 55 MHz pour Vcc = +5 V. L'étage de sortie peut fournir un courant de 50 mA avec une alimentation symétrique et 30 mA avec Vcc = +5 V. Dans le schéma proposé, les résistances R1 et R2 fixent le gain à +2 selon la formule :

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

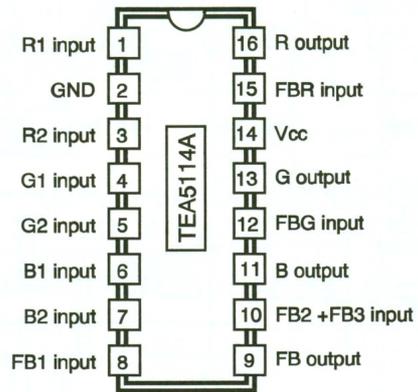
Le signal de sortie est superposé à une tension continue de 2,8 V que l'on élimine le cas échéant en plaçant une capacité de valeur adéquate.



LE TEA 5114

ELECTRONIQUE PRATIQUE

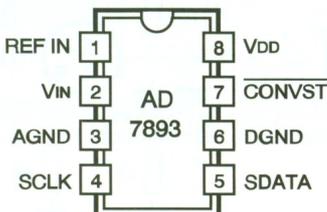
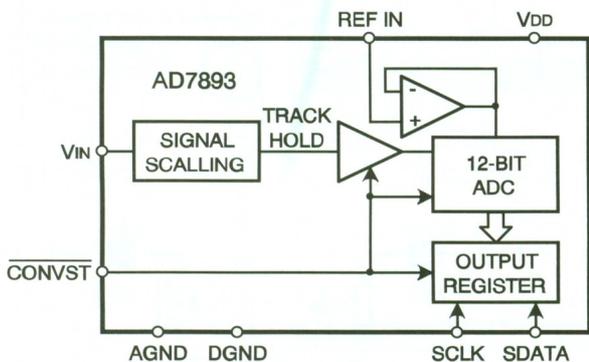
Ce circuit intégré présenté en boîtier DIL 16 broches est un commutateur 3 voies prévu pour les applications vidéo. Il permet de répartir ou d'aiguiller des sources vidéo composites ou bien les voies rouge, verte et bleu. Sa bande de 25 MHz lui autorise même d'autres usages, la réjection intervoies est de 55 dB. La grande particularité de ce circuit réside dans son système amplificateur à contrôle automatique de gain, la tension de sortie n'excédant jamais 2 Vcc pour éviter la saturation des appareils connectés à la suite du circuit. Il fonctionne sous 12 V et consomme un courant de 40 mA.



CONVERTISSEUR A/N SERIE L'AD7893

ELECTRONIQUE PRATIQUE

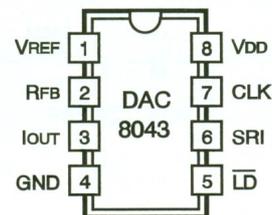
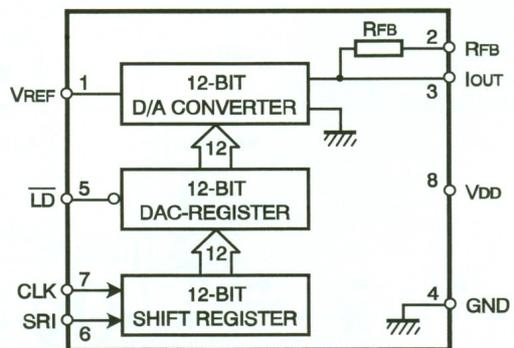
Ce convertisseur se caractérise par un échantillonneur à sortie numérique série des signaux sur 12 bits. La présentation du circuit est proposée en boîtier DIL 8. Le temps de conversion vaut 5,5 μs, le fonctionnement est assuré à partir d'une alimentation unique de +5 V, la puissance dissipée par le circuit reste inférieure à 30 mW. Pour une fréquence d'entrée de 10 kHz échantillonnée à 140 kHz, le rapport S/B vaut 70 dB.



CONVERTISSEUR D/A LE DAC 8043

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Ce circuit transforme les données série 12 bits en un signal analogique. Il est présenté en boîtier DIL 8 broches et son fonctionnement est assuré pour une tension d'alimentation de 5 V. L'utilisation reste simple, il suffit de connecter un convertisseur courant-tension sur la broche 3 du circuit pour voir se restituer le signal analogique.

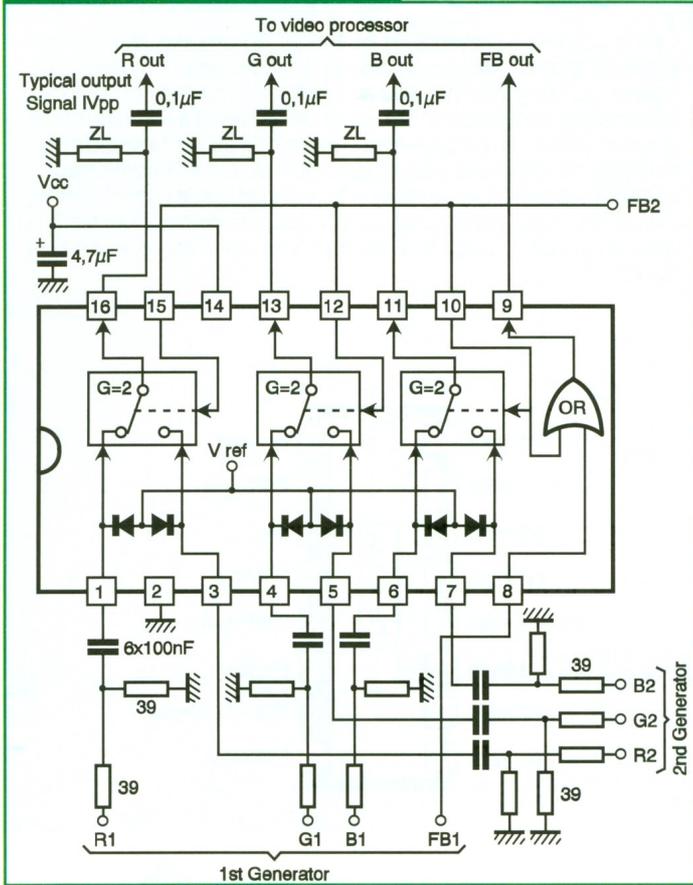




FICHE À DÉCOUPER

LE TEA 5114

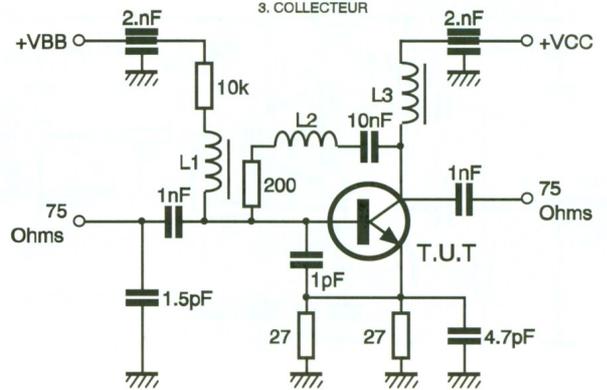
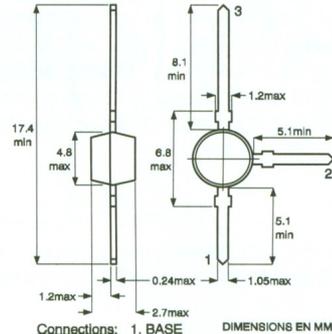
ELECTRONIQUE PRATIQUE



TRANSISTOR LARGE BANDE : LE BFR 96 S

ELECTRONIQUE PRATIQUE

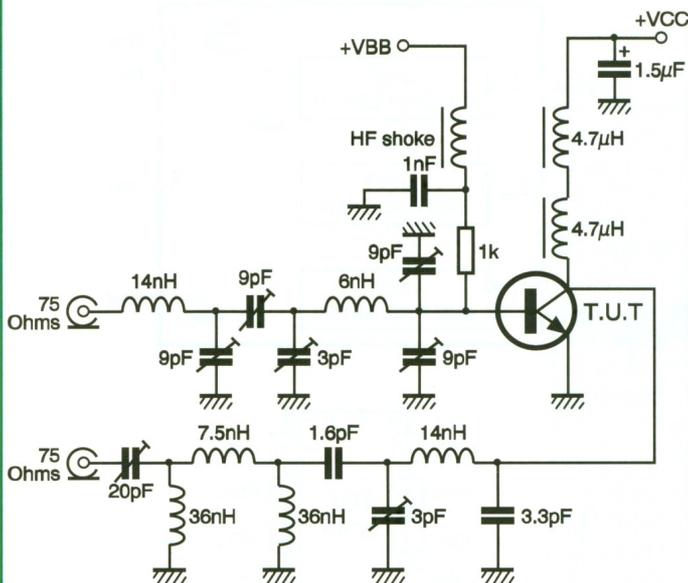
Ce transistor présenté en boîtier SOT 37 est employé dans les amplificateurs d'antennes. Il procure un gain de 15 dB et peut fournir une tension de sortie de 500 mV sous 75 Ω pour  $V_{CE} = 10\text{ V}$  et  $I_C = 50\text{ mA}$ .



TRANSISTOR NPN 1 GHz : BFQ 68

ELECTRONIQUE PRATIQUE

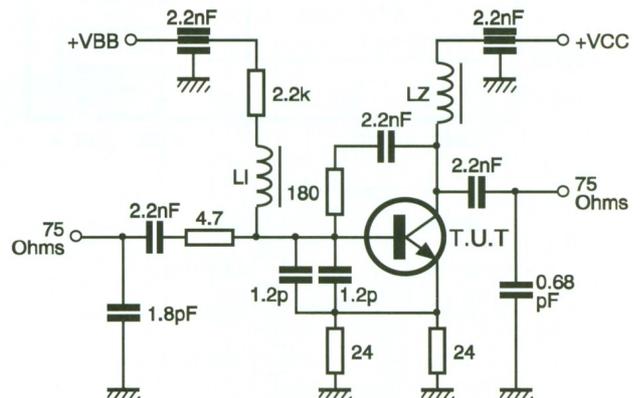
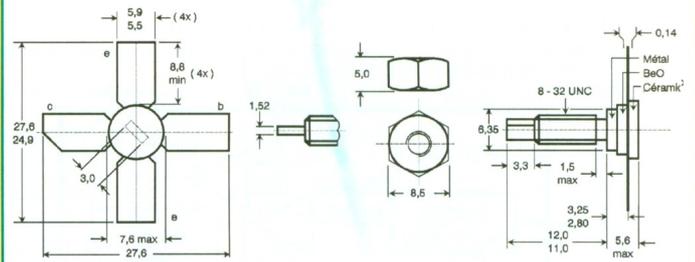
Ce transistor de puissance est présenté en boîtier SOT 122. On l'utilise fréquemment dans les amplificateurs TV de distribution. Pour un courant collecteur de 240 mA sous 15 V, son gain vaut 13 dB et la puissance de sortie peut atteindre + 28 dBm. La fréquence de transition est de 4 GHz pour  $I_C = 240\text{ mA}$  et  $V_{CE} = 15\text{ V}$ .



TRANSISTOR NPN DE PUISSANCE : LE BFQ 136

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Ce transistor est généralement utilisé en étage final des amplificateurs de puissance UHF. Sa présentation en boîtier SOT 122 permet de le fixer sur un dissipateur. Son gain en puissance vaut 12,5 dB pour  $V_{CE} = 15\text{ V}$  et  $I_C = 0,5\text{ A}$ . Le niveau de sortie maximal est de 2,5 V sous 75 Ω.





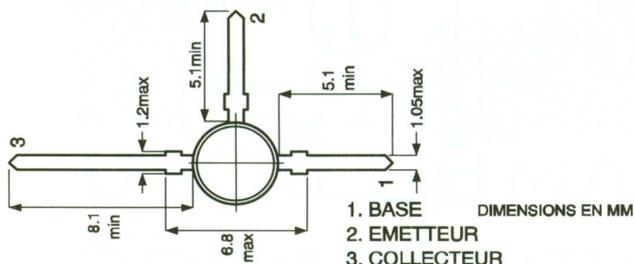
LE BFR 90

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Ce transistor NPN en boîtier SOT37 est spécialement conçu pour les applications en UHF. Son gain en puissance et son faible facteur de bruit le rendent utilisable dans la réalisation de préamplificateurs d'antennes.

Caractéristiques principales

Courant collecteur max	25 mA
Puissance dissipée maximale	180 mW
Fréquence de transition 5 GHz pour $I_C$	14 mA
5 GHz pour $V_{CE}$	10 V
Capacité de réaction	0,4 pF
Figure de bruit 2,4 dB pour $I_C$	2 mA
2,4 dB pour $V_{CE}$	10 V à 500 MHz
Gain maximal 19,5 dB pour $I_C$	14 mA
19,5 dB pour $V_{CE}$	10 V à 500 MHz
Tension de sortie à -60 dB d'intermodulation	150 mV sous 75 $\Omega$
Capacité de collecteur	0,5 pF
Capacité d'émetteur	1,2 pF
Gain en courant $h_{fe}$	80 à 90



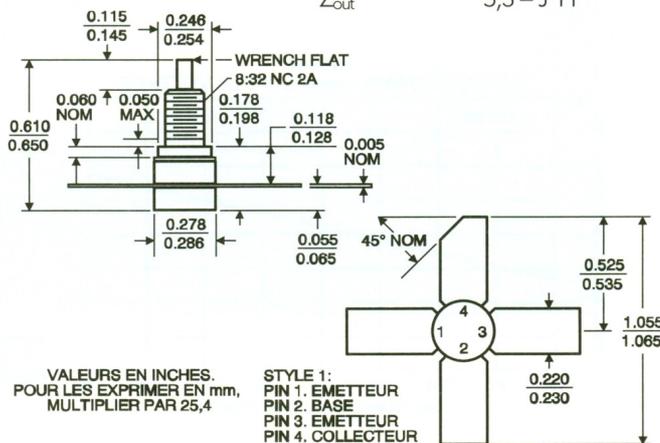
LE 2 N5944

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Ce transistor en boîtier céramique .280.4.L.STUD permet de réaliser des étages de puissance jusqu'à 2 W. Il est prévu pour les applications mobiles dans la gamme de 400 à 960 MHz et peut donc travailler dans les limites de tensions allant de 7 à 15 V.

Caractéristiques principales sous 12,5 V à 470 MHz

Gain en puissance pour $I_C = 270$ mA	9 dB
Puissance de sortie en classe C	2 W
Gain en courant ; $h_{fe}$ pour $V_{CE} = 5$ V et $I_C = 100$ mA	20 à 80
Capacité de sortie à $f = 1$ MHz	11 à 15 pF
Rendement collecteur	60 %
Impédance série équivalente ; $Z_{in}$	1,2 + J 0,7
$Z_{out}$	5,3 - J 11



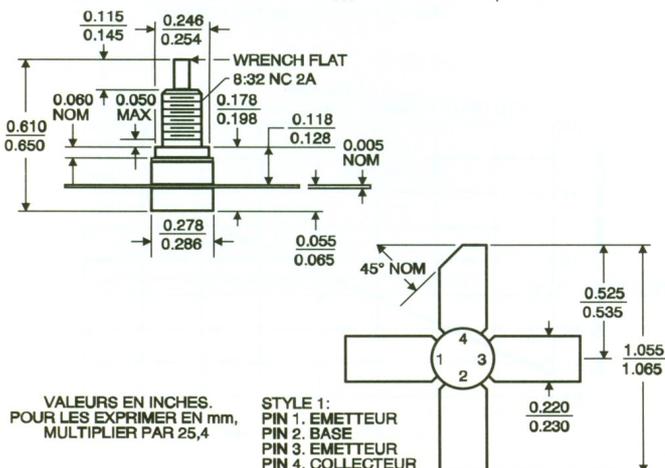
LE 2N5946

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le 2N5946 présenté en boîtier .280.4.L.STUD permet de réaliser des amplificateurs de puissance jusqu'à 10 W, il fonctionne dans la bande de 400 à 960 MHz.

Caractéristiques principales sous 12,5 V à 470 MHz

Gain en puissance pour $I_C = 1,3$ A	6 dB
Puissance de sortie en classe C	10 W
Gain en courant ; $h_{fe}$ pour $V_{CE} = 5$ V et $I_C = 100$ mA	20 à 80
Capacité de sortie à $f = 1$ MHz	38 à 45 pF
Rendement collecteur	60 %
Impédance série équivalente ; $Z_{in}$	1,3 + J 1,1
$Z_{out}$	3,6 - J 1



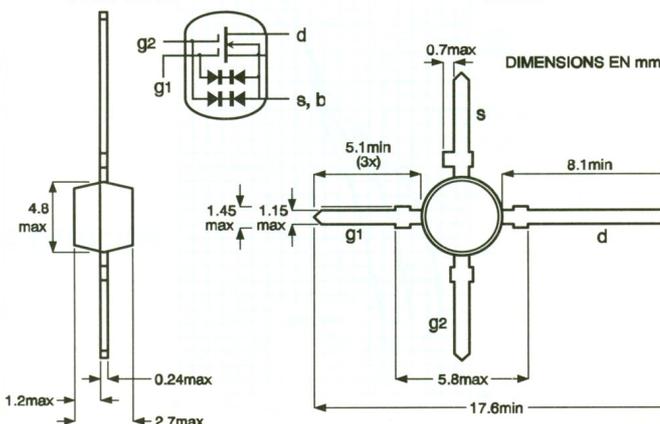
LE BF 960

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le BF 981 est un transistor FET MOS à double grille canal N destiné aux applications VHF. Ses entrées sont protégées par des diodes zener montées en opposition. Il est utilisable aussi bien en mélangeur qu'en préamplificateur d'antenne.

Caractéristiques principales à  $V_{DS} = 10$  V et  $V_{GS} = 4$  V

Admittance de transfert pour $I_D = 10$ mA	14 mS
Capacité de transfert inverse	20 pF
Facteur de bruit à $f = 200$ MHz	0,7 dB min
Courant drain maximal	25 mA
Capacité de grille 1 à 1 MHz	2 pF
2 à 1 MHz	1 pF
Capacité de sortie	1 pF
Gain à 100 MHz	29 dB
à 200 MHz	26 dB

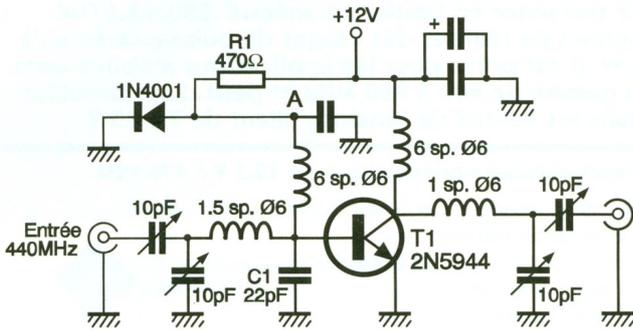




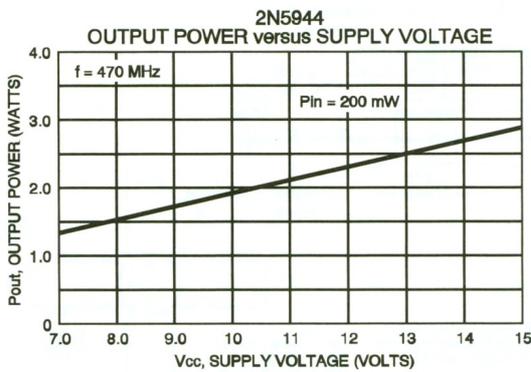
FICHE À DÉCOUPER

LE 2N5944

ELECTRONIQUE PRATIQUE

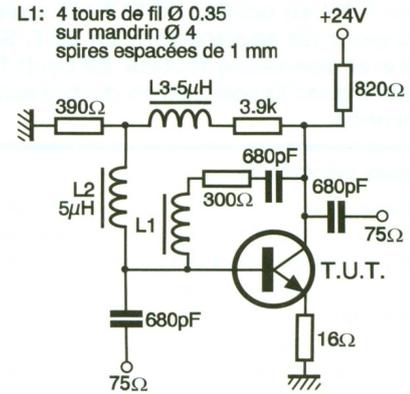


Pour une opération en classe C, on retire la résistance et la diode pour placer le point "A" à la masse. Les réglages d'entrée-sortie en seront modifiés.

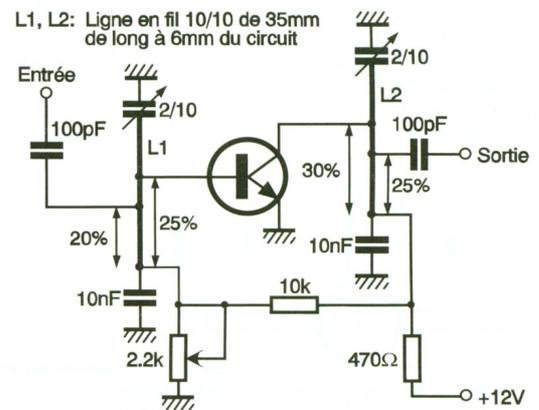


LE BFR 90

ELECTRONIQUE PRATIQUE

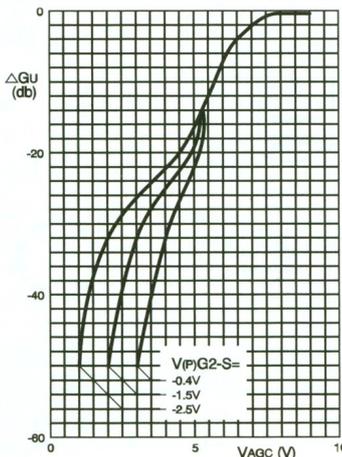
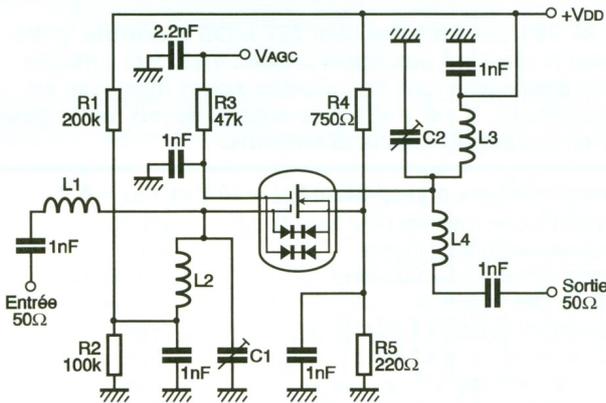


L1, L2: Ligne en fil 10/10 de 35mm de long à 6mm du circuit



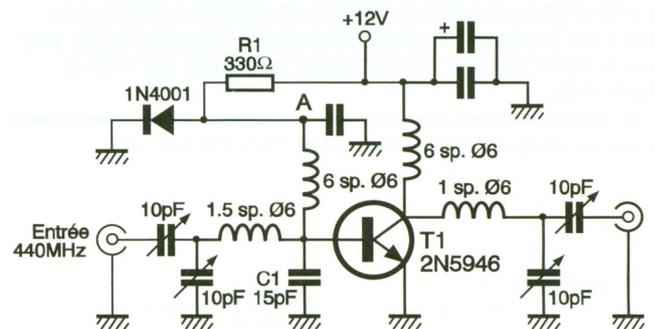
LE BF 960

ELECTRONIQUE PRATIQUE

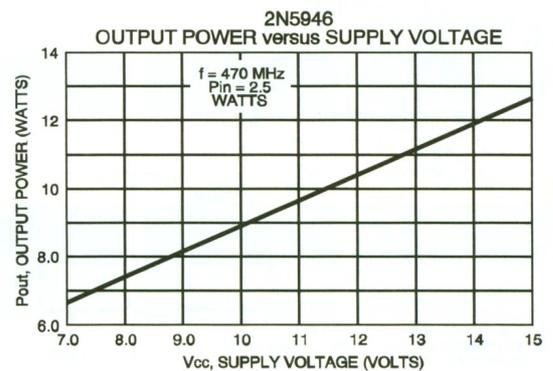


LE 2N5946

ELECTRONIQUE PRATIQUE



Pour une opération en classe C, on retire la résistance et la diode pour placer le point "A" à la masse. Les réglages d'entrée-sortie en seront modifiés.





FICHE À DÉCOUPER

FILTRES PASSE-BAS

ELECTRONIQUE PRATIQUE

A k constant

$$L_k = \frac{R}{3,14 \cdot f_c}$$

$$C_k = \frac{1}{3,14 \cdot R \cdot f_c}$$

A m dérivé

$$L_1 = 0,6 \cdot L_k$$

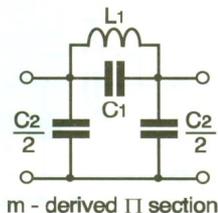
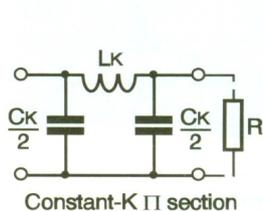
$$C_1 = \frac{0,64 \cdot C_k}{2,4}$$

$$L_2 = \frac{0,64 \cdot L_k}{2,4}$$

$$C_2 = 0,6 \cdot C_k$$

avec R en ohms, C en farads, L en henrys et f en hertz ;  $f_c$  étant la fréquence de coupure à -3 dB.

$f_1$  = fréquence basse  
 $f_2$  = fréquence haute



FILTRES PASSE-HAUT

ELECTRONIQUE PRATIQUE

A k constant

$$L_k = \frac{R}{12,6 \cdot f_c}$$

$$C_k = \frac{1}{12,6 \cdot R \cdot f_c}$$

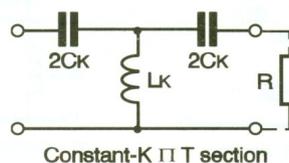
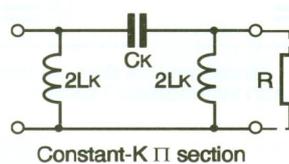
A m dérivé

$$L_1 = \frac{2,4 \cdot L_k}{0,64}$$

$$C_1 = \frac{C_k}{0,6}$$

$$L_2 = \frac{L_k}{0,6}$$

$$C_2 = \frac{2,4 \cdot C_k}{0,64}$$



FILTRES PASSE-BANDE

ELECTRONIQUE PRATIQUE

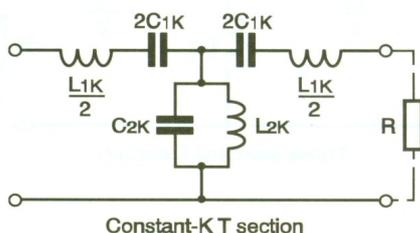
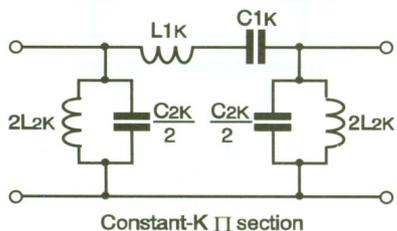
A k constant

$$L_{1k} = \frac{R}{3,14 (f_2 - f_1)}$$

$$C_{1k} = \frac{f_2 - f_1}{12,6 \cdot f_1 \cdot f_2 \cdot R}$$

$$L_{2k} = \frac{(f_2 - f_1) R}{12,6 \cdot f_2 \cdot f_1 \cdot R}$$

$$C_{2k} = \frac{1}{3,14 (f_2 - f_1) R}$$



FILTRES PASSE-BANDE (suite)

ELECTRONIQUE PRATIQUE

A inductance de tête ou capacité de pied

$$L_1 = L_{1k}$$

$$L'_1 = \frac{R}{3,14 (f_1 + f_2)}$$

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{12,6 \cdot (f_1)^2 \cdot R}$$

$$L_2 = \frac{(f_2 - f_1) R}{12,6 \cdot (f_1)^2}$$

$$C_2 = C_{2k}$$

$$C'_2 = \frac{1}{3,14 \cdot (f_1 + f_2) \cdot R}$$

A capacité de tête ou inductance de pied

$$L_1 = \frac{f_1 R}{3,14 \cdot f_2 (f_2 - f_1)}$$

$$L'_2 = \frac{(f_1 + f_2) R}{12,6 \cdot f_1 \cdot f_2}$$

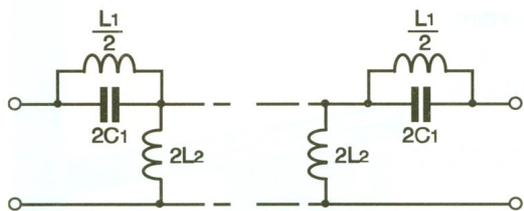
$$C_1 = \frac{f_1 + f_2}{12,6 \cdot f_1 \cdot f_2 \cdot R} \quad L_2 = L_{2k}$$

$$C_2 = \frac{f_1}{3,14 \cdot f_2 (f_2 - f_1) \cdot R}$$

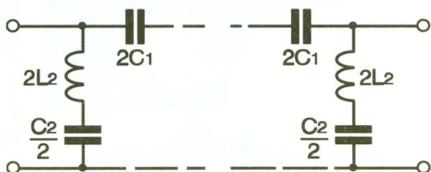


FILTRES PASSE-HAUT

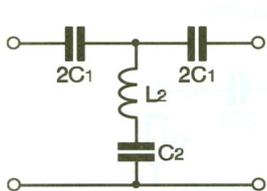
ELECTRONIQUE PRATIQUE



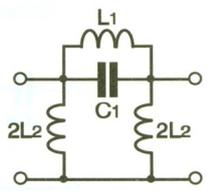
m - derived end sections for use with intermediate pi section



m - derived end sections for use with intermediate T section



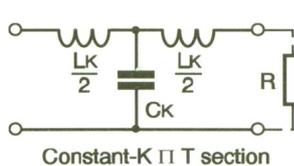
m - derived T section



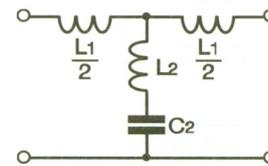
m - derived pi section

FILTRES PASSE BAS

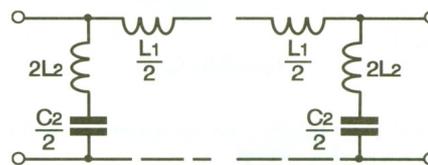
ELECTRONIQUE PRATIQUE



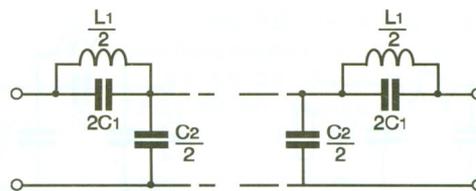
Constant-K pi T section



m - derived T section



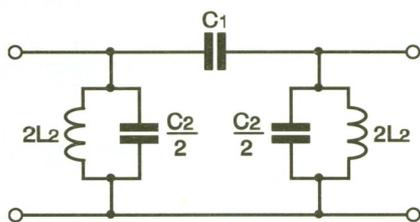
m - derived end sections for use with intermediate T section



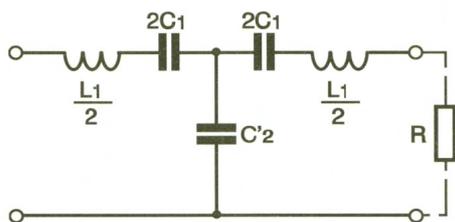
m - derived end sections for use with intermediate pi section

FILTRES PASSE-BANDE (suite)

ELECTRONIQUE PRATIQUE



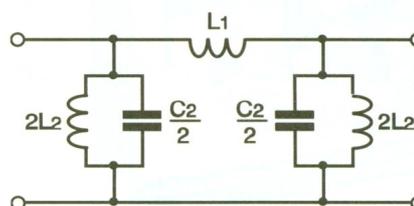
Three-element pi section



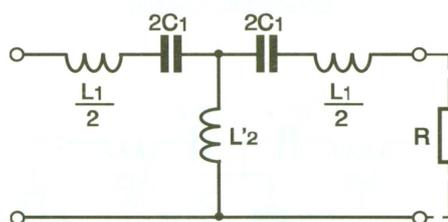
Three-element T section

FILTRES PASSE-BANDE

ELECTRONIQUE PRATIQUE



Three-element pi section



Three-element T section



FICHE À DÉCOUPER

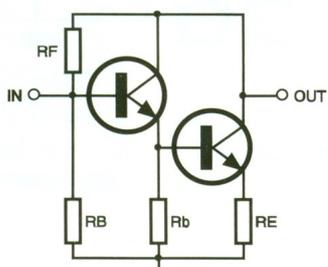
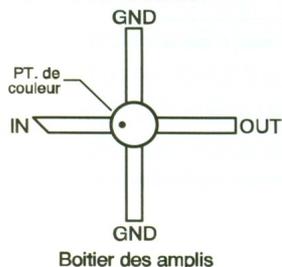
AMPLIFICATEURS LARGE BANDE

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Ces modules à très large bande se présentent sous la forme d'un petit boîtier de type VV105 de 2,2 mm de diamètre. Ils couvrent de larges domaines d'applications en émission-réception jusqu'à des fréquences de l'ordre de 2 000 MHz. Ils sont dit préadaptés sur 50 Ω pour faciliter leur mise en œuvre. La structure interne de ces modules se compose de deux transistors montés en darlington et quatre résistances.

Modèle	Couleur	Bande passante (MHz)	Gain	P <sub>OUT</sub>	NF (dB)	I (mA)	V
MAR2	rouge	2 000	12 dB	3 dBm	6,5	25	5
MAR3	orange	2 000	12 dB	3 dBm	6	35	5
MAR6	blanc	2 000	17 dB	0 dBm	2,8	16	3,5
MAR7	violet	2 000	12 dB	4 dBm	5	22	4
MAR8	bleu	1 000	25 dB	10 dBm	3,5	36	7,5
MAV11	-	1 000	12 dB	16 dBm	3,8	60	5,6

Sur la série des MAR le point de couleur représente l'entrée, sur les MAV c'est la sortie.



DEMODULATEUR VIDEO TDA 2540

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le TDA 2540 contient un amplificateur FI et un démodulateur AM synchrone. Il dispose d'une sortie d'AFC et d'une d'AGC pour les contrôles de fréquence et de niveau dans le tuner.

Caractéristiques principales

Consommation	50 mA sous 12 V
Alimentation	de 10 V à 13 V
Sensibilité d'entrée	100 μV à 38,9 MHz
Tension de sortie vidéo	2,7 V c/c
Dynamique de CAG	64 dB
Rapport signal sur bruit à Vin = 10 mV	58 dB
Impédance d'entrée en différentiel	2 kΩ sous 2 pF
Bande passante vidéo	6 MHz

DEMODULATEUR VIDEO TBA 1440 G

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Ce circuit intégré permet la démodulation des signaux à la sortie des tuners de télévision. Il en extrait la vidéo composite et fournit la tension de CAG.

Caractéristiques principales

Consommation de courant	60 mA max sous 15 V
Tension d'alimentation	12 V à 15 V
Amplitude vidéo en sortie	3 V c/c positif et négatif
Tension d'entrée FI	100 μV pour 3 V de vidéo à la sortie
Dynamique de CAG	55 dB
Bande passante vidéo	7 MHz
Impédance d'entrée	≅ 1,8 kΩ sous 2 pF
Impédance aux broches 8/9	≅ 2 kΩ sous 2,5 pF
Fréquence d'utilisation	38,9 MHz
Le niveau des blancs et synchronisation ajustable par résistances.	

DEPHASEUR 180 DEGRES

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Déphaseur 180°

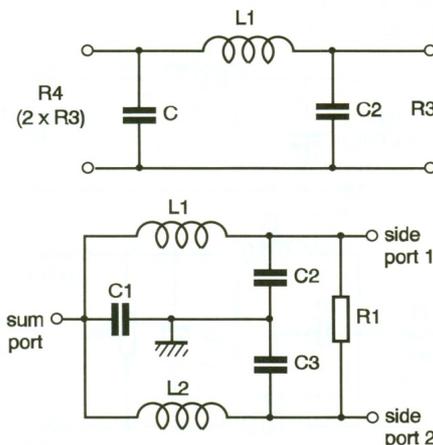
Deux lignes quart d'onde (filtres passe-bas) montées en sommateur réalisent un déphasage de 180° entre les deux ports de sortie. Les valeurs des composants sont les suivantes :

$$C_1 = \frac{1}{\pi \cdot f \cdot \sqrt{R_4 \cdot R_3}} ; \quad C_2 \text{ et } C_3 = \frac{1}{2 \pi f \sqrt{R_4 \cdot R_3}}$$

$$L_1 \text{ et } L_2 = \frac{\sqrt{R_4 \cdot R_3}}{2 \pi f} ; \quad R_4 = R_1 = 2 R_3$$

Avantages :

- utilisable jusqu'à 2 GHz ;
- faibles pertes d'insertion ≅ 3 dB ;
- bonne isolation des ports ≅ 20 dB.

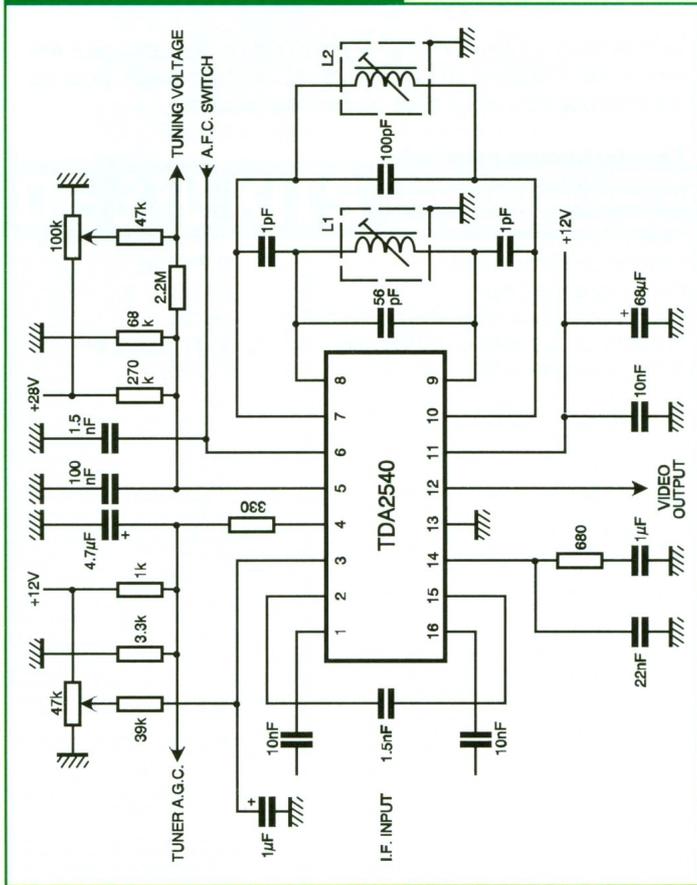




FICHE À DÉCOUPER

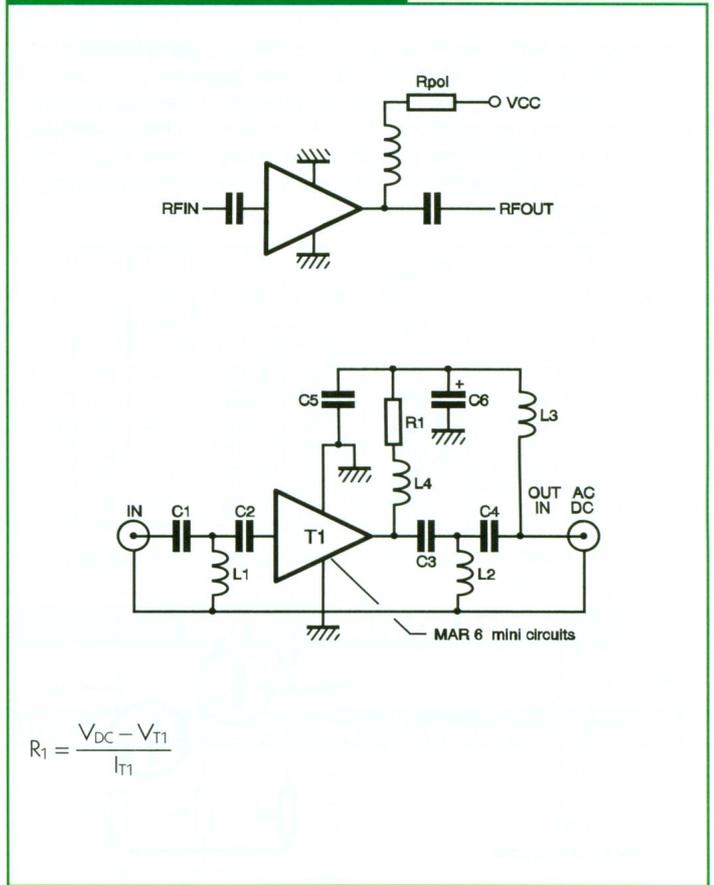
DEMULATEUR VIDEO  
TDA 2540

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE



AMPLIFICATEURS LARGE BANDE

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE



$$R_1 = \frac{V_{DC} - V_{T1}}{I_{T1}}$$

DEPHASEUR 90 DEGRES

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE

Déphaseur 90°

Deux réseaux en « L » accordés et montés en sommateur forment un déphaseur 90°.

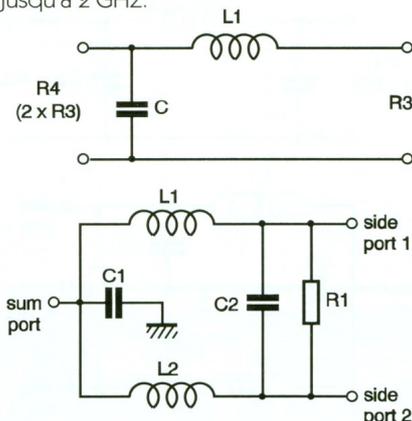
Les valeurs des composants sont les suivantes :

$$C_1 = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_4}{R_3}\right) - 1}}{\pi f \cdot R_4} ; \quad C_2 = \frac{1}{4 \pi f R_3 \cdot \sqrt{\left(\frac{R_4}{R_3}\right) - 1}}$$

$$L_1 \text{ et } L_2 = \frac{R_3 \cdot \sqrt{\left(\frac{R_4}{R_3}\right) - 1}}{2 \pi f} ; \quad R_1 = R_4 = 2 R_3$$

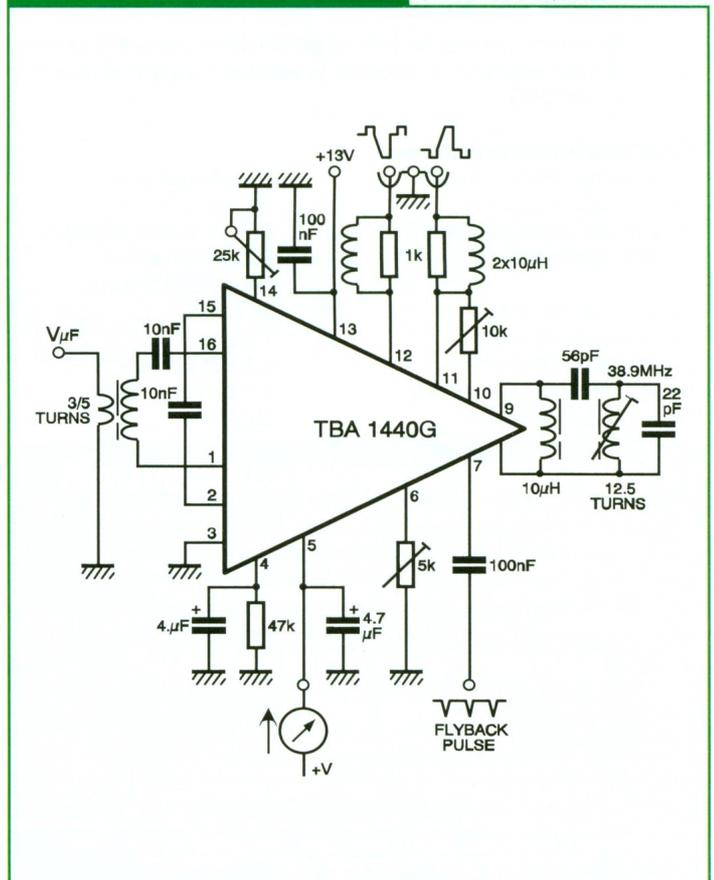
Avantages :

- pertes d'insertion faibles ≃ 3 dB ;
- isolation des ports de 25 dB ;
- utilisable jusqu'à 2 GHz.



DEMULATEUR VIDEO  
TBA 1440 G

ELECTRONIQUE  
PRATIQUE





FICHE À DÉCOUPER

CABLES COAXIAUX TV

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Les installations TV terrestres et satellites nécessitent l'emploi de câbles coaxiaux d'une impédance de 75 Ω. A titre de rappel, indiquons qu'un coaxial se compose d'un conducteur central (l'âme), d'un diélectrique permettant l'isolement avec la tresse de masse, celle-ci recouverte d'une gaine isolante. L'impédance d'un câble coaxial est déterminée par le rapport des diamètres D/d et par la constante diélectrique de l'isolant entre l'âme et la tresse de masse.

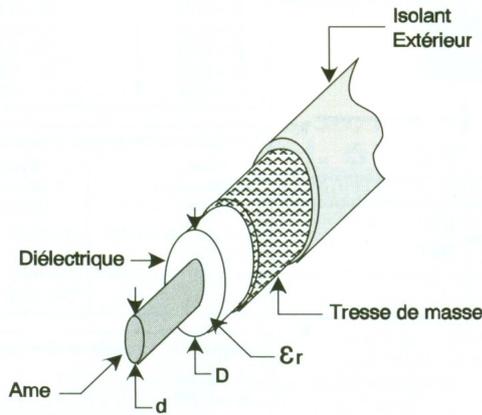
La formule de l'impédance caractéristique s'écrit :

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_n}} \cdot \log\left(\frac{D}{d}\right)$$

$\epsilon_n$  : constante diélectrique.

$Z_0$  : impédance en ohms.

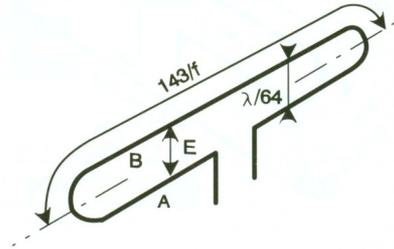
D et d : diamètres de la tresse et de l'âme en mm.



LES ANTENNES DE TELEVISION

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Les antennes de TV terrestres portent le nom « d'antennes Yagi » du nom de leur inventeur. Elles se caractérisent par un gain important, une impédance de 75 Ω, un rapport avant/arrière de 20 dB minimum, une grande directivité due au nombre important d'éléments directeurs. On trouve des antennes TV en UHF comportant jusqu'à plus de 24 éléments. La plupart d'entre elles sont calculées pour un nombre de canaux définis. Le modèle de base se compose d'au moins trois éléments disposant sur un même traversier d'un réflecteur, du dipôle devant lequel est placé un directeur. Le dipôle est composé d'un trombonne d'impédance 300 Ω, celle-ci se retrouve descendue à 75 Ω par les éléments réflecteurs et directeurs.



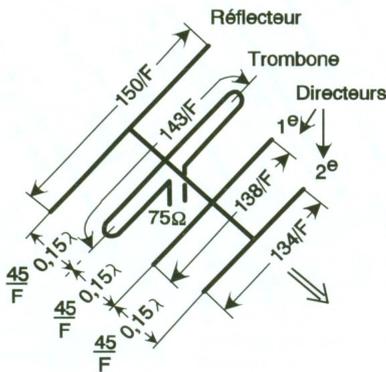
ANTENNES TV 4 ELEMENTS

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Impédance : 75 Ω.

Gain : 6 dB.

Rapport AV/AR : 25 dB en bande 3.



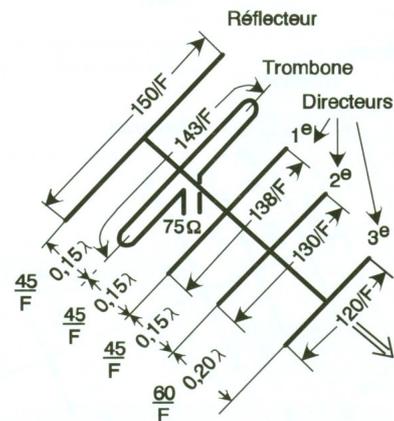
ANTENNES TV 5 ELEMENTS

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Impédance : 75 Ω.

Gain : 8 dB.

Rapport AV/AR : 25 dB.



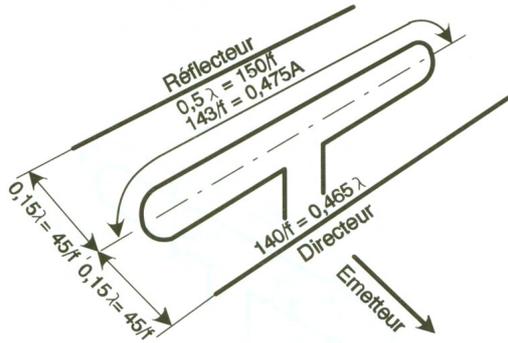


FICHE À DÉCOUPER

LES ANTENNES DE TELEVISION

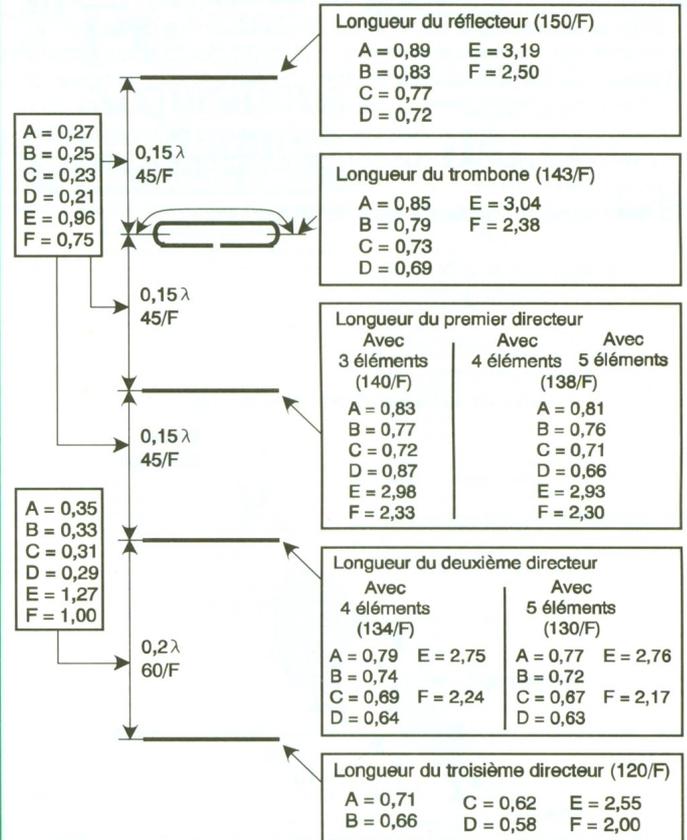
ELECTRONIQUE PRATIQUE

Dipôle simple, trombone 300 Ω.  
Gain ≅ 0 dB.  
Antenne 3 éléments.  
Impédance : 75 Ω.  
Gain : 5 dB.  
Rapport AV/AR : 20 dB.



DIMENSIONS

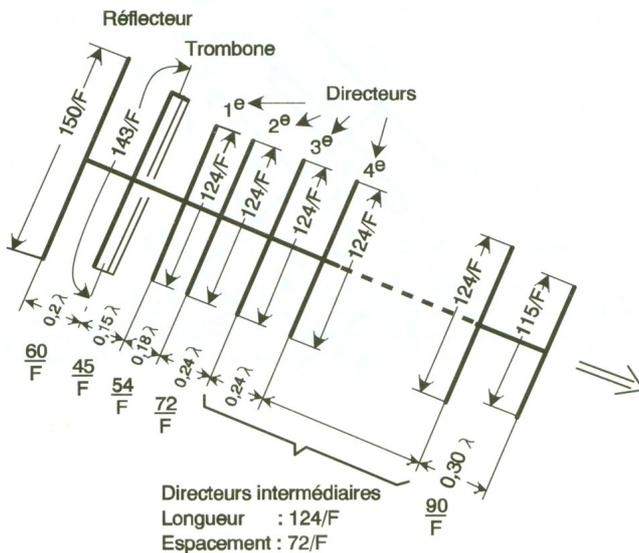
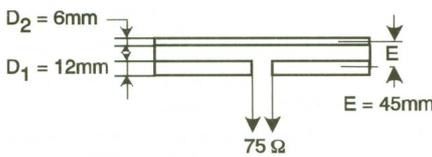
ELECTRONIQUE PRATIQUE



ANTENNES TV 10 A 20 ELEMENTS

ELECTRONIQUE PRATIQUE

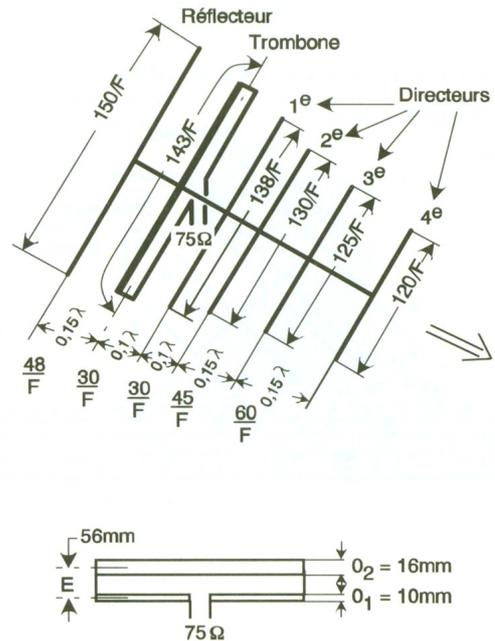
Impédance : 75 Ω.  
Gain : 12 dB à 18 dB.  
Rapport AV/AR : 20 dB à 30 dB.



ANTENNE TV 6 ELEMENTS

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Impédance : 75 Ω.  
Gain : 10 dB.  
Rapport AV/AR : 20 dB.



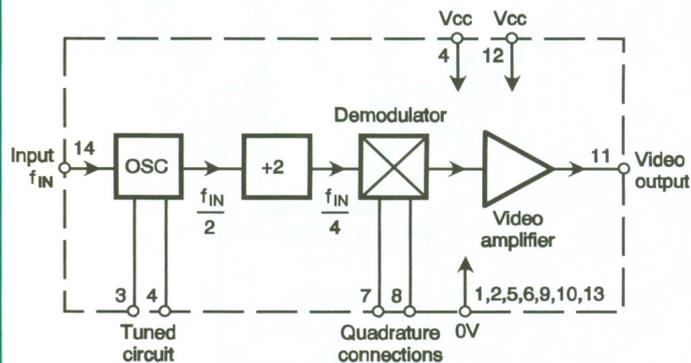


### FICHE À DÉCOUPER

## LE SL 1455

## ELECTRONIQUE PRATIQUE

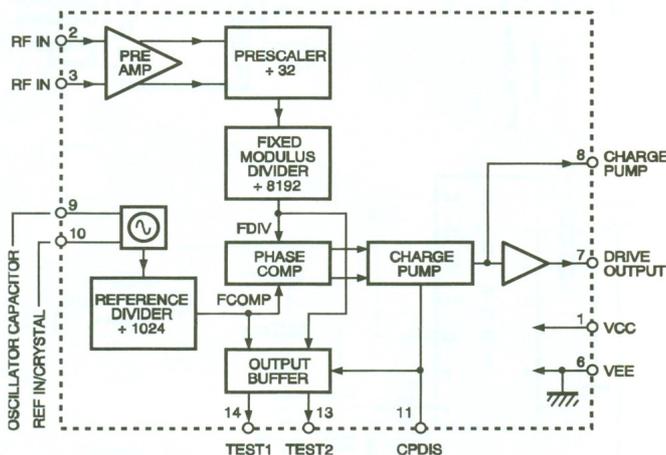
Le SL 1455 est un démodulateur FM à seuil amélioré pour les transmissions vidéo à large bande. Sa plage de fréquences s'étend de 300 à 700 MHz. L'alimentation s'effectue sous 5 V avec une consommation de courant de 30 mA.



## LE SP 5070

## ELECTRONIQUE PRATIQUE

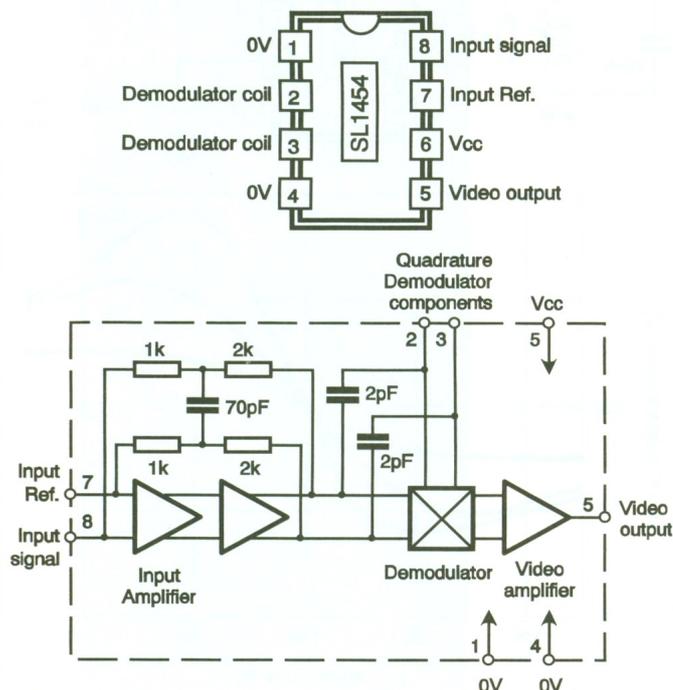
Le SP 5070 permet le verrouillage en fréquence d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO). Il autorise la synthèse de fréquences fixes à partir de 256 MHz jusqu'à 2 400 MHz. Un quartz de valeur  $f_{VCO}/256$  est seulement nécessaire. La tension de service vaut 5 V sous un courant de 50 mA. Une fréquence de référence externe peut être injectée sur la broche 10 du circuit intégré.



## LE SL 1454

## ELECTRONIQUE PRATIQUE

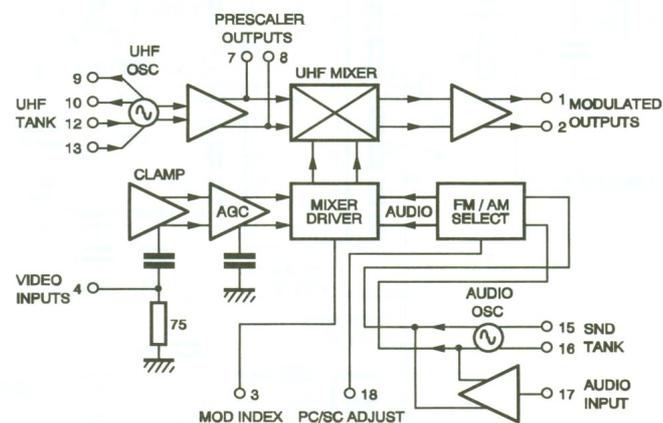
Le SL 1454 est un démodulateur vidéo destiné aux transmissions en modulation de fréquence. Il fonctionne avec des FI de 70 à 150 MHz pour des signaux à large excursion de fréquence. L'alimentation s'opère sous 5 V avec une consommation de 30 mA.



## LE SL 5067

## ELECTRONIQUE PRATIQUE

Le SL 5067 est un modulateur TV multi-standard. Il fonctionne jusqu'à des fréquences de 900 MHz sous une tension d'alimentation de 5 V. Les champs d'applications sont très larges : enregistreurs vidéo, transmissions vidéo câblées, systèmes de sécurité vidéo, micro-ordinateurs et jeux vidéo.

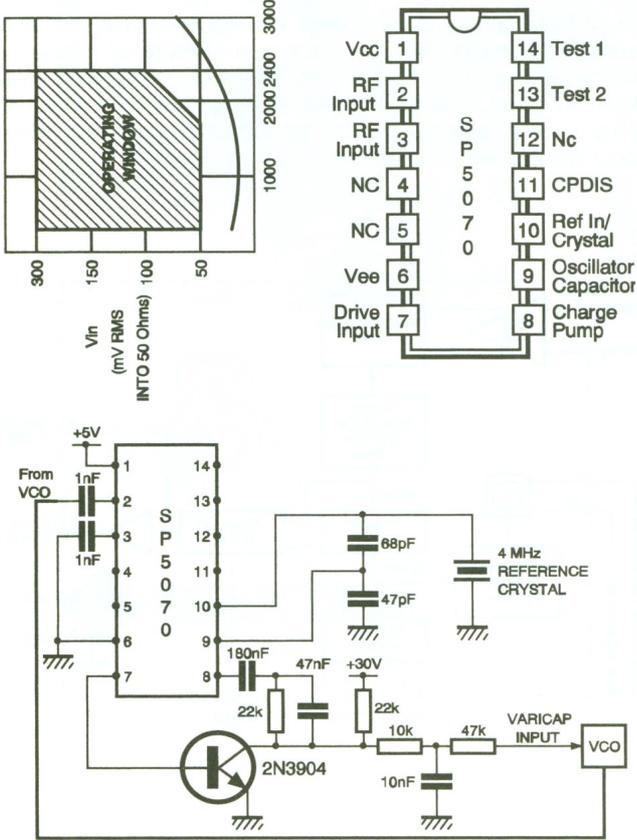




FICHE À DÉCOUPER

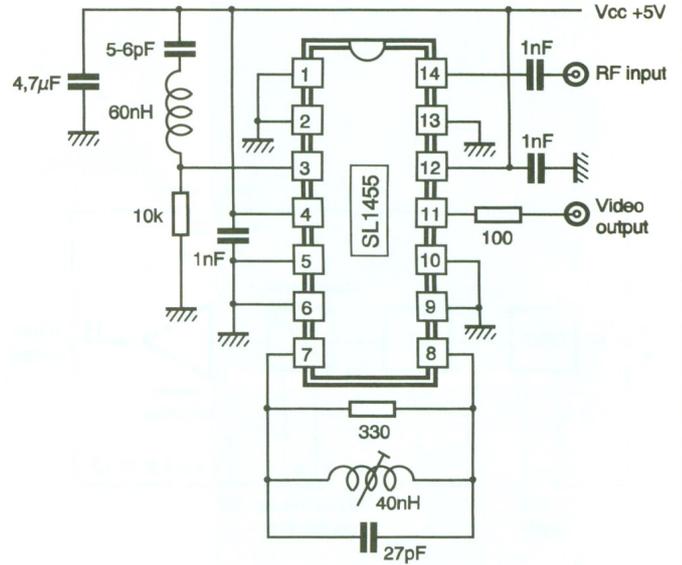
LE SP 5070

ELECTRONIQUE PRATIQUE



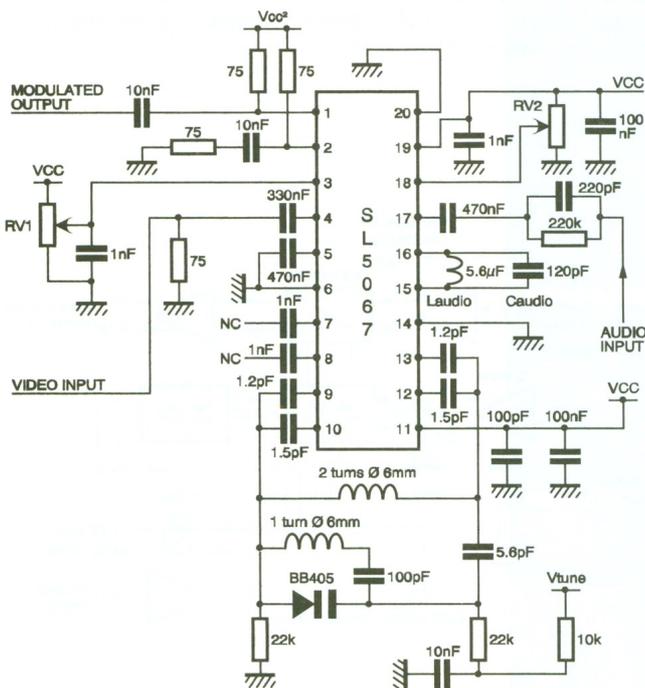
LE SL 1455

ELECTRONIQUE PRATIQUE



LE SL 5067

ELECTRONIQUE PRATIQUE



LE SL 1454

ELECTRONIQUE PRATIQUE

