

ASSERVISSEMENTS

1 Généralités sur les systèmes asservis1.1 Introduction

Un système asservi est un ensemble élaborant une grandeur de sortie s à partir d'une grandeur d'entrée e et qui est capable de se corriger de lui-même, c'est à dire de modifier ses paramètres internes pour que la sortie ne dépende que de la commande, ceci quelles que soient les conditions externes de fonctionnement. Le système asservi diffère donc du système dit automatique (ou "en chaîne ouverte"), plus simple, mais qui est incapable de se corriger. Un ensemble pont redresseur + moteur à courant continu, par exemple, constitue un système automatique. En effet, l'action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors permet de faire varier la vitesse de rotation. Mais comme celle-ci évolue avec le couple moteur fourni, pour une valeur de commande donnée, elle peut subir d'importantes fluctuations. A l'opposé, l'asservissement de vitesse mesure en permanence la vitesse de rotation du moteur et ajuste de façon interne l'angle d'ouverture des thyristors pour que la vitesse reste la plus proche possible de la valeur fixée par la consigne.

1.2 Organisation d'un système asservi

Les systèmes les plus simples sont constitués de trois sous-ensembles, que l'on représente à l'aide d'un schéma fonctionnel (figure 1).

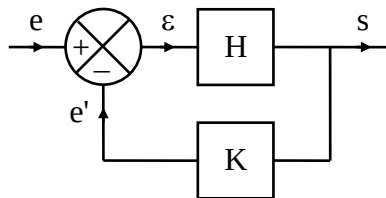


figure 1

On distingue:

- La chaîne directe H , appelée aussi chaîne de puissance, qui élabore le signal de sortie s .
- La chaîne de retour K qui génère à partir de la grandeur de sortie un signal e' de même nature que le signal d'entrée e , grâce en particulier à des capteurs. Si $e' = s$, K se réduit à une simple connexion et le système est dit à retour unitaire.

- Le comparateur, qui effectue la différence ε entre le signal d'entrée et le signal de retour. Cette différence est appelée grandeur d'erreur.

Reprenons à titre d'exemple le cas d'un asservissement de vitesse pour moteur à courant continu (figure 2).

- La chaîne de puissance est constituée par le pont redresseur muni de sa commande, le moteur à courant continu et la charge.
- La dynamo tachymétrique, qui fournit une tension proportionnelle à la vitesse de rotation, constitue la chaîne de retour.
- L'amplificateur correcteur joue en particulier le rôle du comparateur en traitant la différence $e - e'$. Il n'est pas utile pour le moment de décrire ses autres fonctions.

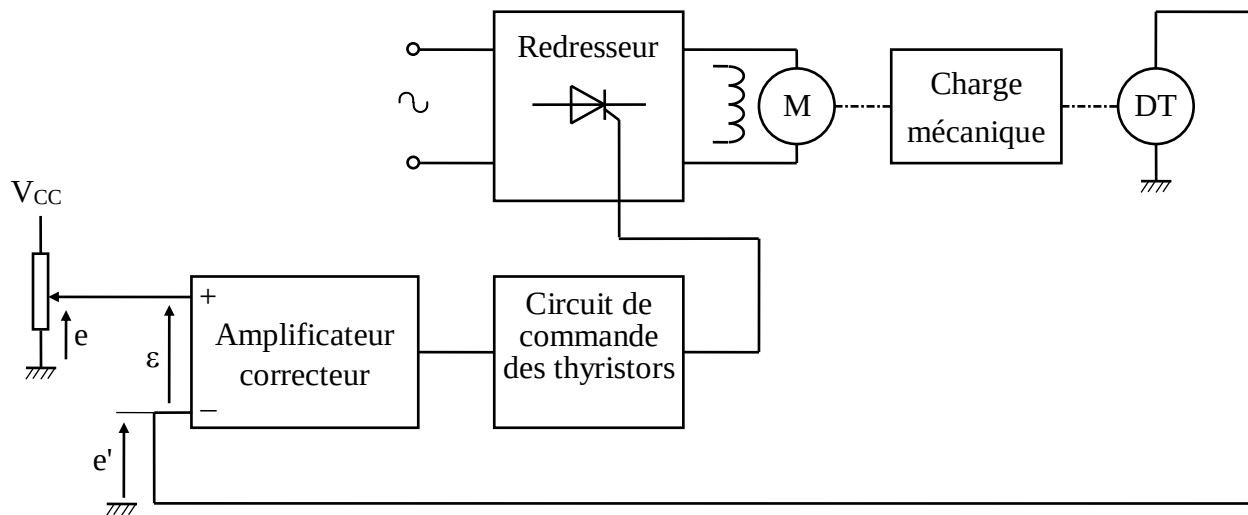


figure 2

1.3 Systèmes asservis linéaires

L'évolution dans le temps des différentes grandeurs de l'asservissement est régie par un système d'équations, généralement différentielles. Lorsque ces équations sont du type linéaire à coefficients constants, le système est appelé asservissement linéaire. Dans ce cas, la résolution du système d'équations permet d'obtenir une équation différentielle linéaire liant s à e . On appelle alors ordre de l'asservissement, l'ordre de l'équation différentielle. Ainsi, par exemple, un système du deuxième ordre admettra comme équation

$$a_2 \frac{d^2 s}{dt^2} + a_1 \frac{ds}{dt} + a_0 s = \sum_{m=0}^l b_m \frac{d^m e}{dt^m}$$

a_0, a_1, a_2 , ainsi que tous les b_m , étant des constantes.

Par opposition, tous les autres asservissements sont dits non linéaires et, a priori, leur étude mathématique est beaucoup plus difficile. En fait, il faut distinguer plusieurs cas.

- Les non-linéarités sont peu accentuées: Moyennant quelques approximations, on peut traiter l'asservissement comme un système linéaire.
- Le système est fortement non linéaire (ce qui est le cas, par exemple, d'un asservissement de vitesse à thyristors où la tension issue du pont redresseur n'est pas une fonction linéaire de l'angle de retard à l'amorçage): On peut étudier certaines propriétés du système, en particulier la stabilité, en déterminant sa réponse à des perturbations autour d'un point de fonctionnement donné. Cette étude en "petits signaux" permet de remplacer le système par un schéma équivalent linéaire. Il faut cependant bien noter que les paramètres du schéma dépendent du point de fonctionnement considéré et qu'il faut éventuellement envisager plusieurs cas, correspondant aux valeurs extrêmes que peuvent prendre les paramètres.
- Les non-linéarités du système proviennent exclusivement de circuits logiques (bascules, triggers, ...): l'étude mathématique est possible mais déborde l'ambition de ce chapitre.

Lorsque toutes les conditions initiales sont nulles (ce que l'on peut généralement admettre sans nuire à la portée de l'étude), on peut traiter les systèmes linéaires par le biais de la transformée de Laplace, ce qui permet de raisonner sur les fonctions de transfert. Ainsi, pour le schéma de la figure 1, on aura:

La fonction de transfert $H(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)}$ de la chaîne directe.

La fonction de transfert $K(p) = \frac{E'(p)}{S(p)}$ de la chaîne de retour.

A partir de celles-ci, on définit la fonction de transfert en chaîne ouverte $L(p) = \frac{E'(p)}{\varepsilon(p)}$, donc égale à $H(p)K(p)$, dont l'intérêt apparaîtra plus loin.

La fonction de transfert en chaîne fermée, égale à $S(p)/E(p)$, et que nous noterons $W(p)$, s'obtient quasi immédiatement. En effet:

$$\text{De } \begin{cases} \varepsilon(p) = E(p) - E'(p) \\ S(p) = H(p)\varepsilon(p) \\ E'(p) = K(p)S(p) \end{cases} \quad \text{on tire} \quad S(p) = H(p)[E(p) - E'(p)] = H(p)[E(p) - K(p)S(p)]$$

$$\text{soit } S(p) = \frac{H(p)}{1 + H(p)K(p)} E(p) \quad \text{d'où, en faisant apparaître } L(p),$$

$$\boxed{W(p) = \frac{H(p)}{1 + L(p)}}$$

La redémonstration systématique de ce résultat ne présentant pas d'intérêt, nous l'utiliserons directement sous cette forme dans tout ce qui suit. Bien évidemment, il faudra, à chaque fois, que les conditions nécessaires à son établissement soient respectées, ce qui conduit aux règles d'applications suivantes:

- L'asservissement ne doit comporter qu'une seule boucle et une seule entrée. Si ce n'est pas le cas, il faudra traiter séparément chaque boucle et chaque entrée.
- Le comparateur doit posséder les signes adéquats (+ pour la consigne et – pour le signal de retour). Dans le cas contraire, nous procéderons aux adaptations nécessaires.

De plus, comme chaque chaîne sera généralement constituée de différentes sous-chaînes, le calcul de $W(p)$, ou de la réponse $S(p)$, se fera en remplaçant

- $H(p)$ par le produit des fonctions de transfert des différents blocs constituant la chaîne directe (donc situés entre le comparateur et la sortie du montage)
- $L(p)$ par le produit des fonctions de transfert de tous les blocs constituant l'asservissement.

Remarque: Dans tout ce qui précède, nous avons supposé que les asservissements étaient de type "analogique". Il existe également des asservissements numériques. Si les paramètres qui caractérisent leur efficacité restent les mêmes, les méthodes d'étude sont complètement différentes, ce qui explique que nous n'étudierons ici en détail que les systèmes analogiques. Nous dirons cependant quelques mots des asservissements numériques à la fin du chapitre.

1.4 Procédés d'étude des asservissements linéaires

L'étude doit mettre en évidence les trois qualités que l'on exige d'un asservissement.

- La précision: La grandeur de sortie du système doit rester la plus proche possible de la valeur fixée par la consigne et doit s'y maintenir quelles que soient les variations des conditions de fonctionnement, D'autre part, au moment des régimes transitoires, les dépassements éventuels doivent généralement être minimisés.
- La rapidité: Le système doit atteindre le plus vite possible le point de fonctionnement imposé. Il doit également réagir rapidement aux variations des conditions de fonctionnement.

- La stabilité: Le système ne doit en aucun cas présenter d'oscillations parasites en régime permanent.

Signalons tout de suite qu'une augmentation de la précision et de la rapidité se traduit, a priori, par une diminution de la stabilité du système. Pour optimiser l'asservissement, il faudra presque systématiquement le "corriger", action qui consiste à ajouter certains circuits au montage. La détermination de ces circuits correcteurs est généralement le point le plus délicat dans la mise au point d'un asservissement.

Pour juger des performances de l'asservissement dans ces trois domaines, il faut définir des critères. Ceci implique en particulier qu'il faut se fixer la forme du signal de commande.

- En ce qui concerne la précision et la rapidité, on considérera, a priori, le cas de l'entrée en échelon. Pour tenir compte du fait que, dans la pratique, les signaux de commande peuvent être différents, on envisagera éventuellement la réponse à d'autres types de signaux comme, par exemple, une entrée en rampe.
- Pour la stabilité, nous utiliserons une entrée sinusoïdale (cet emploi sera justifié dans le paragraphe correspondant).

1.4.1 Critère de précision

Erreur statique:

Une entrée en échelon d'amplitude E_0 étant appliquée au système, on définit l'erreur statique ε_r par la valeur de la grandeur d'erreur ε en régime établi. L'asservissement est d'autant moins sensible aux perturbations que l'erreur statique est plus faible. Notons que, si le système est à retour unitaire, l'erreur statique est égale à la différence $S_0 - E_0$, avec S_0 , valeur que prend la grandeur de sortie lorsque le régime permanent est atteint.

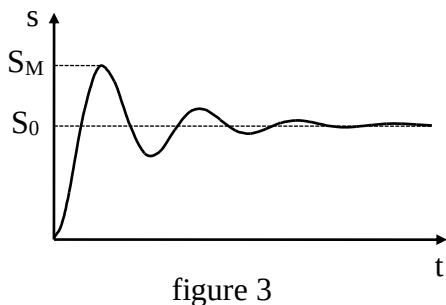


figure 3

Rebondissement:

Dans le cas où il y a dépassement de la position d'équilibre, par exemple comme indiqué sur la figure 3, on définit le rebondissement (ou overshoot) par le rapport $\frac{S_M - S_0}{S_0}$. Suivant le type de système, on peut tolérer un rebondissement plus ou moins important.

1.4.2 Critère de rapidité

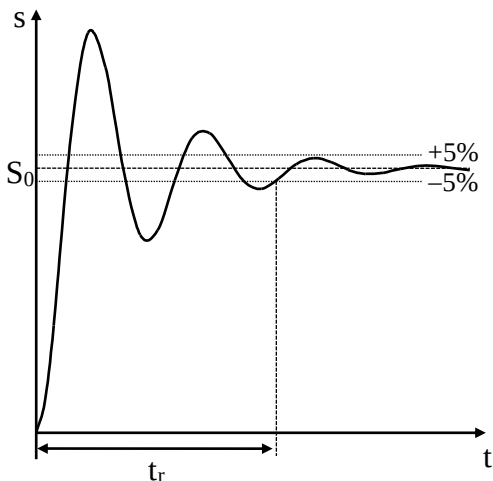


figure 4

On pourrait utiliser le temps de montée comme critère, mais dans le cas de systèmes présentant un rebondissement important, ce temps n'est pas très significatif. On préfère donc mesurer le temps de réponse, temps au bout duquel la courbe $s(t)$ reste comprise dans le couloir de 5% autour de la valeur finale (dans le cas où il n'y a pas de rebondissement, le temps de réponse est simplement le temps au bout duquel $s(t)$ est égal à $0,95 \cdot S_0$). Le système est évidemment d'autant plus performant que t_r est plus petit.

1.4.3 Critère de stabilité

Si elle a le mérite d'être simple, la définition de la stabilité que nous avons donnée plus haut est cependant beaucoup trop vague pour que l'on puisse résoudre le problème de façon quantitative. De ce fait, nous devons, dans un premier temps, préciser la notion de stabilité et faire une étude mathématique du problème. Signalons que cette étude préliminaire est valable pour tous les systèmes linéaires et que la restriction aux systèmes en chaîne fermée ne se fait qu'au moment de l'énoncé du critère de stabilité.

1.4.3.1 Généralités sur la stabilité des systèmes linéaires

Considérons un système fonctionnant dans un état donné et soumis brusquement à une perturbation. Deux cas peuvent se produire:

- Le système revient à l'état initial (éventuellement après un nombre plus ou moins grand d'oscillations). Il est qualifié de stable.
- Le système change d'état ou se met à osciller en régime permanent autour de l'état initial. On dit qu'il est instable.

Cette définition reste également valable pour des systèmes non linéaires, mais du fait des difficultés que l'on rencontre dans l'étude de tels systèmes, nous n'envisagerons pas ces cas ici. La restriction aux systèmes linéaires nous permet alors d'utiliser le principe de superposition et d'affirmer que la réponse à la perturbation est indépendante de l'état de départ du système, que l'on pourra donc toujours supposer initialement au repos.

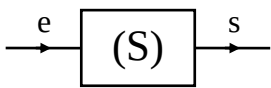


figure 5

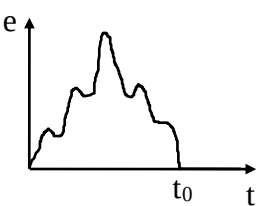


figure 6

Considérons donc un système linéaire S (schématisé sur la figure 5), initialement au repos et soumis à une perturbation e (représentée sur la figure 6). L'allure de e peut être absolument quelconque, nous admettrons simplement que cette perturbation a une durée t_0 finie. Le comportement du système entre les instants 0 et t_0 ne présente que peu d'intérêt. Il suffit de remarquer que le système réagit et qu'au temps t_0 , sauf cas exceptionnel, il n'est pas à l'état de repos, ceci qu'il soit stable ou non. La stabilité du système sera donc entièrement conditionnée par l'évolution de s pour t supérieur à t_0 . Comme le système est linéaire, cette évolution est régie par une équation différentielle linéaire à coefficients constants (ici sans second membre puisque la perturbation a disparu).

A titre d'exemple, considérons le cas le plus simple du système du premier ordre, régi par l'équation $a_1 \cdot s' + a_0 \cdot s = 0$. La solution de cette équation est de la forme $s(t) = A \cdot e^{r_1 t}$ où $r_1 = -a_0/a_1$ est la racine du polynôme caractéristique associé et A une constante qui dépend de l'état du système au moment de la disparition de la perturbation. Suivant le signe de r_1 , deux cas peuvent se produire:

- $r_1 < 0$: $s(t)$ tend vers 0 lorsque t tend vers l'infini. Le système revient au repos, il est donc stable.
- $r_1 \geq 0$: $s(t)$ reste constant ou tend vers l'infini lorsque t tend vers l'infini. Le système ne revient donc pas au repos, il est instable (en réalité, la sortie ne peut pas tendre vers l'infini pour un système physique car un certain nombre de contraintes internes limitent l'amplitude de s ; lorsque cette limitation apparaît, le système ne fonctionne plus dans son domaine linéaire et l'évolution en régime permanent de l'instabilité est régie par un autre type d'équations).

On déduit de ce qui précède que la stabilité du système est conditionnée par le signe de la racine du polynôme caractéristique associé à l'équation différentielle sans second membre. Ceci se généralise à un système d'ordre quelconque. Le système est stable si toutes les racines du polynôme sont négatives (ou à partie réelle négative dans le cas de racines complexes conjuguées). Réciproquement, il suffit d'une seule valeur nulle ou positive pour que le système soit instable.

Ce critère de stabilité, qui semble simple a priori, est cependant difficile à utiliser car on se heurte au problème de la détermination des zéros d'un polynôme, problème ardu si le polynôme est de degré élevé. Les mathématiciens ont donc mis au point des critères permettant de résoudre le problème de la stabilité sans avoir à calculer les racines. En particulier, ils ont démontré que, dans le cas de systèmes en chaîne fermée, la stabilité peut être déduite de l'étude en régime sinusoïdal permanent de la fonction de transfert en chaîne ouverte.

1.4.3.2 Critère de stabilité pour les systèmes bouclés

Comme dit ci-dessus, il fait intervenir la fonction de transfert en chaîne ouverte $\underline{L}(j\omega)$ en régime sinusoïdal permanent, que l'on obtient immédiatement en remplaçant p par $j\omega$ dans l'expression de $L(p)$. (Ceci est le point de vue du théoricien. On peut évidemment déterminer $\underline{L}(j\omega)$ de façon expérimentale: il suffit d'ouvrir la chaîne de retour pour prévenir les instabilités éventuelles, d'attaquer l'entrée par un signal sinusoïdal, puis de relever le gain et la phase par les méthodes habituelles en remarquant que, comme le système est en chaîne ouverte, on a simplement $\varepsilon = e$).

Une approche sommaire du problème consiste à dire qu'en régime sinusoïdal permanent, la fonction de transfert en chaîne fermée vaut $\frac{\underline{H}(j\omega)}{1 + \underline{L}(j\omega)}$. Si $\underline{L}(j\omega)$ prend la valeur -1 pour une pulsation donnée, la fonction de transfert devient infinie et le système échappe au contrôle. Dans la réalité, c'est évidemment plus complexe, ce qui précède permet simplement de subodorer le rôle particulier de la valeur -1 .

Le critère complet, appelé critère de Nyquist, fait intervenir la position, par rapport au point de coordonnées $(-1,0)$, du lieu géométrique, dans le plan complexe, de l'extrémité du vecteur image de $\underline{L}$. Le tracé de ce lieu, appelé diagramme de Nyquist, nous étant moins familier, nous utiliserons un critère simplifié permettant d'utiliser les diagrammes de Bode. Il est cependant impératif de noter que l'utilisation du critère simplifié suppose que les conditions que nous énoncerons au fur et à mesure soient vérifiées. Ce sera le cas pour tous les exemples que nous verrons, mais pas forcément pour les montages industriels.

Posons alors $G_L = 20 \log |\underline{L}|$ et $\varphi_L = \text{Arg}(\underline{L})$, en supposant que φ_L reste toujours négatif. Dans la représentation de Bode, le point $(-1,0)$ correspond à un gain nul et à une phase égale à $\pm(2k+1)\pi$. En fait, vu les valeurs usuelles de φ_L et la restriction faite sur son signe, seule la valeur $-\pi$ est à retenir.

Compte tenu de ces hypothèses, le critère de stabilité s'énonce de la façon suivante:

Le système est stable si G_L est négatif lorsque φ_L est égal à $-\pi$

Cet énoncé suppose en particulier que φ_L ne prenne qu'une fois la valeur $-\pi$. Si ce n'est pas le cas, la condition reste évidemment valable si G_L est négatif pour toutes les pulsations où on a $\varphi_L = -\pi$. Par contre, si

le gain est alternativement positif et négatif, le critère ne doit plus être utilisé. En résumé, le critère simplifié s'applique essentiellement aux systèmes où l'argument de $\underline{L}$ décroît uniformément à partir de 0 et reste supérieur à -2π tant que G_L est (ou peut devenir) positif.

Nous avons représenté sur les figures 7 et 8 les courbes correspondant à un système stable et à un système instable.

Remarque: La démonstration du critère de Nyquist entraîne que, si $\underline{L} = -1$, une des racines du polynôme caractéristique est nulle ou à partie réelle nulle, ce qui correspond à un cas limite d'instabilité. On retrouve ici ce cas limite en remarquant que $\underline{L} = -1$ correspond en particulier à $G_L = 0$ et $\varphi_L = -\pi$.

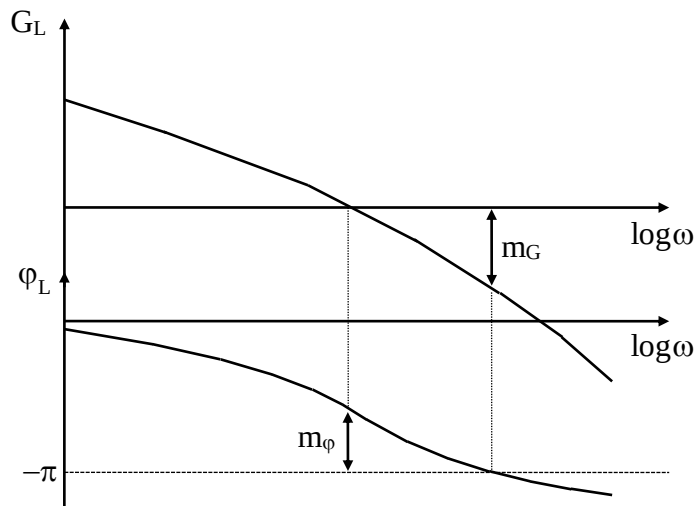


figure 7: système stable

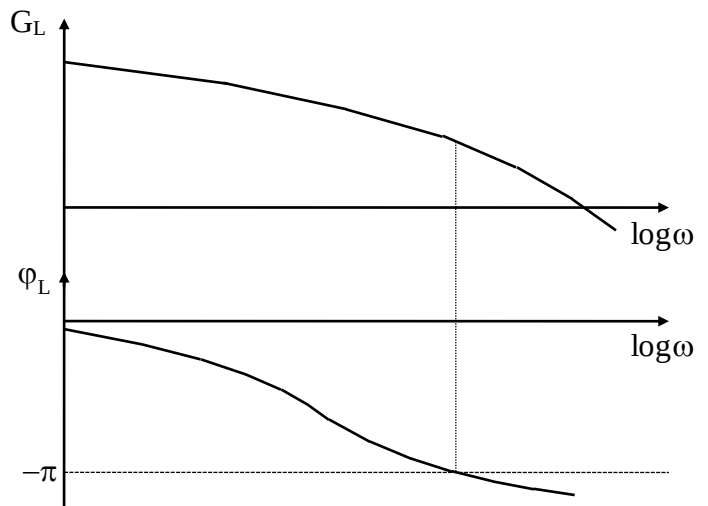


figure 8: système instable

1.4.3.3 Marge de phase et marge de gain

Etant donné qu'il est toujours possible qu'un des paramètres soit mal connu ou évolue avec le temps, il ne suffit pas seulement que le montage soit stable, il faut, de plus, qu'il possède une certaine marge de stabilité. Pour caractériser celle-ci, on définit

- la marge de gain m_G : valeur absolue de G_L lorsque $\varphi_L = -\pi$
- la marge de phase m_φ : valeur absolue de l'écart entre φ_L et $-\pi$ lorsque $G_L = 0$.

Le critère de Nyquist étant généralement vérifié "sur le papier" pour les asservissements usuels, ce sont les marges de gain et de phase qui constituent en fait les vrais critères de stabilité, le système risquant d'autant moins de devenir instable que ces marges sont plus élevées. En principe, on considère qu'une marge de gain de 10dB est un minimum et qu'il est souhaitable d'avoir une marge de phase de l'ordre de $\pi/4$.

Remarque: Dans la pratique, on utilise souvent le critère suivant: le système possède une bonne stabilité si la courbe de gain (en principe, le diagramme asymptotique correspondant) présente une pente de -20dB/décade au voisinage de $G_L = 0$. Ce critère repose sur différentes considérations qu'il serait trop long de développer ici. Signalons simplement que son champ d'application est similaire à celui du critère de stabilité simplifié énoncé au paragraphe 1.4.3.2.

1.4.4 Influence d'une perturbation

On peut distinguer deux types de perturbations, les unes affectant la valeur d'un des paramètres internes du système, par exemple le gain d'un amplificateur, les autres correspondant à l'apparition de nouvelles grandeurs, comme c'est le cas par exemple lorsqu'il y a création de couples résistants supplémentaires dans un asservissement de vitesse.

Dans le premier cas, l'évolution n'est plus régie par une équation linéaire, on ne peut donc que déterminer la nouvelle valeur S_0 que prend la sortie en régime établi, si celui-ci existe, ce qui suppose que le système reste stable et que la perturbation n'évolue plus dans le temps. Ces restrictions étant faites, il suffit de modifier la valeur du paramètre dans les équations pour obtenir S_0 .

Dans le deuxième cas, la perturbation peut être considérée comme une grandeur auxiliaire de commande et matérialisée comme indiqué sur la figure 9, où la sous-chaîne H_1 regroupe les éléments de la chaîne principale

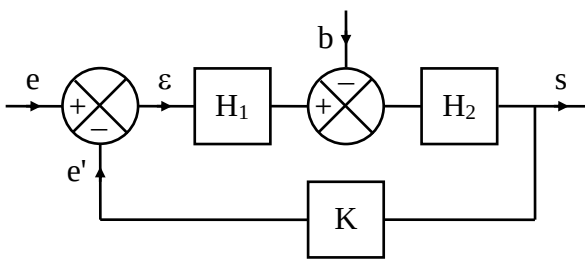


figure 9

située en amont de l'endroit où apparaît la perturbation, et la sous-chaîne H_2 ceux situés en aval (le choix du signe moins affecté à la perturbation s'explique par le fait que, dans la pratique, celle-ci a généralement un effet négatif). Le système restant linéaire, la réponse à la perturbation est indépendante du signal de commande préexistant, ce qui permet de faire son étude en supposant $e=0$ (en d'autres termes, on applique le principe de superposition).

Compte tenu de ceci, on peut retracer le schéma comme indiqué ci-dessous, obtenu en exécutant les deux étapes suivantes:

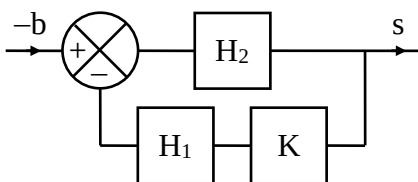


figure 10

a) La consigne e étant nulle, on supprime le comparateur d'entrée (pour tenir compte du fait que $\varepsilon = -e'$, on transpose le signe moins correspondant au niveau du soustracteur agissant sur b).

b) Pour retrouver la structure usuelle (de façon à pouvoir utiliser l'expression de la fonction de transfert établie au 1.3), on déplace l'autre signe moins au niveau de la variable b .

Il ne reste plus qu'à traiter le problème par le biais du formalisme de Laplace, en introduisant les différentes fonctions de transfert. Vu la structure, on obtient immédiatement
$$S(p) = \frac{H_2(p)}{1 + H_2(p)K(p)H_1(p)} (-B(p))$$

soit, en remarquant que $H_2(p)K(p)H_1(p)$ est égal à la fonction de transfert en chaîne ouverte $L(p)$ définie précédemment,

$$S(p) = -\frac{H_2(p)}{1 + L(p)} B(p)$$

Ceci constitue la réponse à la perturbation et vient s'ajouter au terme principal $\frac{H(p)}{1 + L(p)} E(p)$ (avec $H(p)$ égal à $H_1(p)H_2(p)$), qui correspond au signal de commande e .

Remarque 1: Là encore, nous considérerons l'expression obtenue ci-dessus comme un résultat acquis (avant de l'appliquer, il faudra cependant vérifier que la perturbation agit négativement, dans le cas contraire, on supprime le signe moins dans la relation). De même, dans le cas général, on remplacera $H_2(p)$ par le produit des fonctions de transfert des différents blocs situés entre le comparateur et la sortie du montage ($L(p)$ reste bien évidemment égal au produit des fonctions de transfert de tous les blocs).

Remarque 2: Le fait que ce soit la même fonction de transfert en chaîne ouverte qui intervienne pour la commande et la perturbation est tout à fait logique, vu le caractère linéaire du système. Ceci a cependant pour conséquence que, même si l'asservissement est susceptible d'être soumis à des perturbations, l'étude de sa stabilité se fera en supposant que celles-ci sont toutes nulles.

1.5 Correction des systèmes asservis

1.5.1 Généralités

La correction intervient pour essayer de remédier aux divers défauts du système (précision insuffisante, instabilité, mauvais comportement en régime transitoire). En général, elle se fait au niveau de la grandeur d'erreur, en plaçant un "réseau correcteur" entre le comparateur et la chaîne de puissance (pour les produits "finis", l'ensemble comparateur + correcteur est souvent regroupé en un seul circuit).

Une approche sommaire du problème peut se faire en ne raisonnant, pour le moment, qu'en termes de précision. On constate alors que, comme la chaîne de puissance nécessite en général un niveau de signal assez élevé pour pouvoir fonctionner, l'utilisation directe de la grandeur d'erreur en tant qu'entrée de commande pour cette chaîne conduirait forcément à une erreur statique importante, donc à une précision médiocre. De ce fait, la correction devra toujours, au minimum, comporter une composante d'amplification, de valeur d'autant plus élevée que la précision souhaitée est plus importante.

Si on se replace maintenant dans le contexte complet, il apparaît a priori deux inconvénients à l'utilisation d'une amplification de forte valeur. D'une part, l'augmentation de G_L sans modification notable de ϕ_L accroît les risques d'instabilité. D'autre part, si, comme c'est souvent le cas, le signal de retour comporte des ondulations parasites, celles-ci sont fortement amplifiées et perturbent le fonctionnement de l'ensemble. Pour éviter ces problèmes tout en conservant une précision acceptable, il faudra donc utiliser des actions de correction supplémentaires, qui s'ajoutent à la première. Globalement, on distingue essentiellement trois types d'action, que nous allons passer en revue après avoir signalé que, si on a coutume de placer en tête l'action proportionnelle dans la dénomination des circuits (correcteurs PI, PID, ...), il nous paraît plus logique de commencer par décrire la correction intégrale.

1.5.2 Action intégrale I

Elle consiste à multiplier la grandeur d'erreur par un terme de type $1/\tau_i p$. En régime sinusoïdal permanent, l'amplification décroît donc avec la fréquence, ce qui permet, tout en gardant une amplification statique très élevée (théoriquement infinie, dans la pratique, limitée aux possibilités des circuits employés), de diminuer l'influence de la correction aux fréquences moyennes et élevées. Il faut cependant prendre en compte deux

points. D'une part, cette correction crée une rotation de phase supplémentaire de $\pi/2$ qu'il faut pouvoir gérer correctement (sinon, vis à vis de la stabilité, le remède s'avérera pire que le mal). D'autre part, la diminution du gain avec la fréquence ralentit forcément le système. En dehors du problème de la stabilité, qu'on suppose résolu par ailleurs, et de l'action primordiale sur la précision, la correction intégrale a donc également une influence importante sur le temps de réponse de l'asservissement (c'est d'ailleurs en fonction de ce dernier que l'on détermine τ_I , puisque l'amplification statique, donc la précision, ne dépend pas de la valeur de cette constante de temps).

1.5.3 Action proportionnelle P

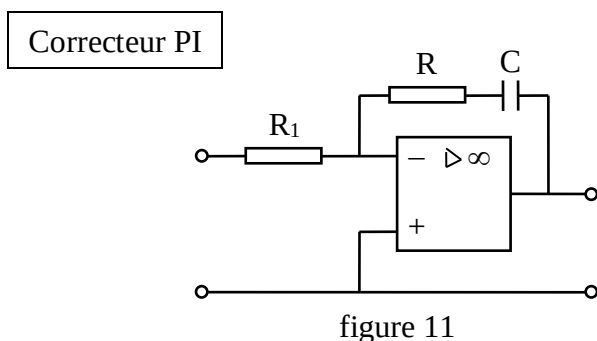
Dans ce cas, on multiplie simplement la grandeur d'erreur par une constante k . En général, cette correction est combinée à l'action intégrale, de façon à compenser ses inconvénients en conservant une certaine amplification et en éliminant la rotation de phase aux fréquences élevées (en effet, la transmittance harmonique totale du correcteur, égale à $1/j\tau_I\omega + k$, se réduit à k pour ces fréquences). Dans cette optique, l'action proportionnelle est donc essentiellement utilisée pour augmenter la stabilité du système et/ou optimiser la réponse en régime transitoire (les deux étant liés – cf. étude faite au paragraphe 1.4.3.1).

N.B.: En l'absence d'action intégrale, k est aussi égal à l'amplification statique du correcteur. Dans ce cas, sa valeur sera évidemment choisie en fonction de la précision que l'on veut obtenir.

1.5.4 Action dérivée D

Elle consiste à multiplier la grandeur d'erreur par un terme de type $\tau_D p$. Du point de vue de la stabilité, cette correction crée une augmentation de phase de $\pi/2$. Il s'ensuit une amélioration des marges de stabilité, à condition de gérer correctement l'augmentation de G_L qui en résulte. Du point de vue du régime transitoire, l'action dérivée rajoute un terme proportionnel aux taux de variation des grandeurs, ce qui permet d'agir sur le comportement dynamique du système. Ce qui précède doit cependant être tempéré par les observations suivantes: D'une part, l'augmentation de gain fait resurgir le problème des ondulations parasites. D'autre part, au moins pour des systèmes d'ordre pas trop élevé, le comportement en régime transitoire peut aussi se régler à l'aide des deux corrections précédentes, l'action dérivée fait donc double emploi dans ce cas. Au total, les inconvénients de l'action dérivée s'avèrent souvent supérieurs à ses avantages, ce qui fait que celle-ci est nettement moins employée dans la pratique.

1.5.5 Exemples de circuits correcteurs



$$T(p) = -\frac{R + \frac{1}{Cp}}{R_1} = -\left(\frac{R}{R_1} + \frac{1}{R_1 Cp} \right)$$

action P action I

$$k = \frac{R}{R_1} \quad \tau_I = R_1 C$$

Correcteur PID

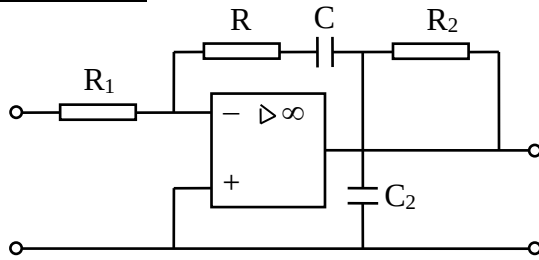


figure 12

$$T(p) = - \left[\underbrace{\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R}{R_2} + \frac{C_2}{C} \right)}_{\text{action P}} + \underbrace{\frac{1}{R_1 C p}}_{\text{action I}} + \underbrace{\frac{R R_2}{R_1} C_2 p}_{\text{action D}} \right]$$

$$k = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R}{R_2} + \frac{C_2}{C} \right) \quad \tau_I = R_1 C \quad \tau_D = \frac{R R_2}{R_1} C_2$$

N.B.: Le signe moins introduit par la structure inverseuse des filtres doit être compensée par ailleurs (par exemple en intervertissant les connexions à l'entrée du comparateur).

1.5.6 Remarque

Nous n'avons considéré ici que des actions au niveau des grandeurs électriques présentes dans le système. On peut également envisager d'autres types de correction, agissant par exemple à partir des grandeurs mécaniques. Mais contrairement aux cas précédents, cette forme d'action ne peut être que spécifique d'un système donné. Nous en verrons un exemple plus loin, lors de l'étude de l'asservissement de position.

2 Exemples d'asservissements

Dans les premiers exemples que nous verrons, nous nous contenterons d'une étude sommaire en régime établi, ce qui permettra en particulier de ramener le circuit de correction à un simple amplificateur.

Bien entendu, les problèmes de régime transitoire et de stabilité existent aussi pour ces asservissements, leur étude se ferait de façon analogue à celle utilisée, par exemple, pour l'asservissement de vitesse.

2.1 Régulation de tension

2.1.1 Généralités

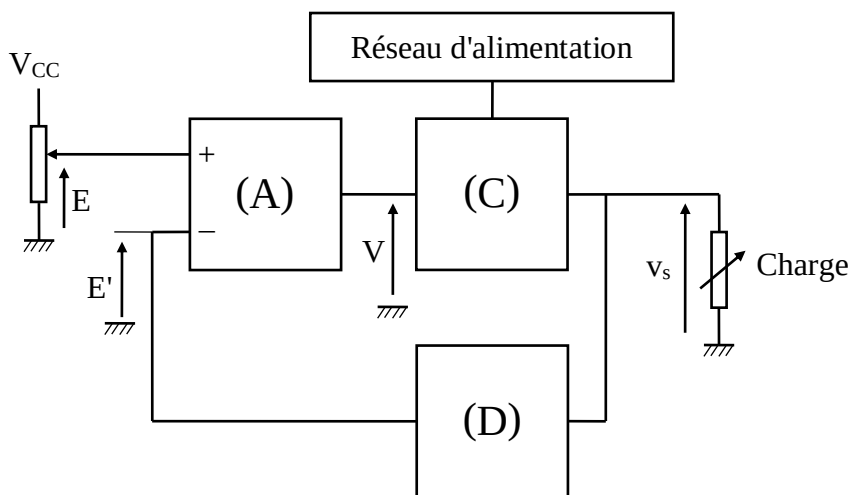


figure 13

Le but de la régulation de tension est de créer, à partir d'une source non régulée, une tension stabilisée vis à vis des fluctuations du réseau d'alimentation et des variations du courant débité. Suivant la puissance mise en jeu et la nature, continue ou alternative, de la tension à réguler, les réalisations peuvent être plus ou moins complexes. Mais dans tous les cas (y compris celui des régulateurs intégrés), la structure de principe est celle

représentée sur la figure 13. (A) désigne un amplificateur de différence et (C) un convertisseur (ou une machine tournante) commandé en tension. (D) est un dispositif qui élabore à partir de la tension de sortie une tension image de la grandeur caractéristique de v_s que l'on veut réguler. Ainsi, si v_s est une tension continue, (D) se réduit à un diviseur potentiométrique mais si v_s est alternative et que l'on veuille réguler sa valeur efficace, (D) devra comporter en plus un multiplieur et un filtre passe-bas.

2.1.2 Etude d'un cas particulier

On admet ici que le convertisseur est linéaire et qu'il fournit une tension strictement continue. Le montage pourra donc être représenté par le schéma de la figure 14 ou (A) est un amplificateur différentiel linéaire supposé idéal en ce qui concerne ses impédances d'entrée et de sortie, et d'amplification $A = V/\varepsilon$. Le convertisseur (C) est caractérisé par sa résistance interne R et par le coefficient k dont la valeur dépend de la nature du convertisseur et des caractéristiques du réseau d'alimentation (que nous n'avons plus fait figurer sur le schéma). Les fluctuations du réseau se traduiront donc par des variations de k , qu'il faudra envisager dans la discussion. Les valeurs de R_1 et de R_2 sont évidemment choisies de telle sorte que la puissance dissipée dans le diviseur

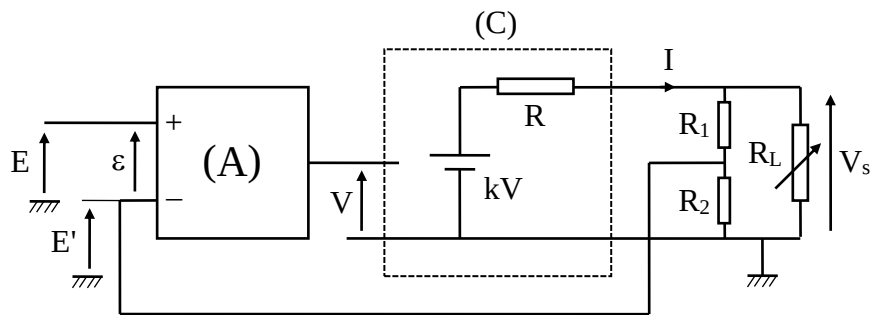
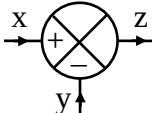


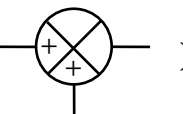
figure 14

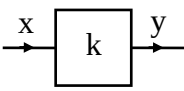
soit négligeable devant celle fournie à la charge. Nous pourrions donc confondre le courant débité par le convertisseur et celui circulant dans R_L .

Pour étudier le système, on remplace la structure réelle par un schéma fonctionnel analogue à celui représenté sur les figures 1 ou 9. Ce schéma se déduit

des différentes relations que l'on peut écrire au niveau de chaque élément constitutif, en utilisant les conventions suivantes:

Une soustraction se matérialise par un comparateur: $z = x - y \Rightarrow$ 

(Une addition se matérialiserait par un sommateur )

Une relation de proportionnalité se matérialise par un bloc fonctionnel: $y = k \cdot x \Rightarrow$ 

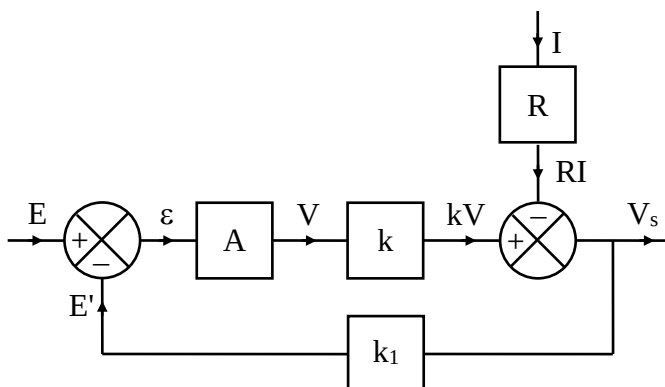


figure 15

En appliquant alors ceci au montage de la figure 14, on obtient le schéma fonctionnel ci-contre, construit au fur et à mesure à partir des relations

$$\begin{cases} \varepsilon = E - E' \\ V = A\varepsilon \\ V_s = kV - RI \\ E' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s = k_1 V_s \text{ en posant } k_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

Par analogie avec le schéma de la figure 9, on constate

que I joue un rôle de perturbation. Ceci est logique, car toute variation du courant (ou toute apparition de débit par rapport à un fonctionnement à vide) se répercute sur la valeur de la tension de sortie.

L'expression de V_s se détermine en appliquant les résultats obtenus aux paragraphes 1.3 et 1.4.4. Pour ce premier exemple, nous détaillerons la démarche de réflexion à effectuer. Par la suite, nous nous contenterons d'en donner le résultat.

a) Détermination de la réponse à la consigne E

- le produit des fonctions de transfert des blocs situés entre le comparateur correspondant et la sortie vaut Ak
- la fonction de transfert en chaîne ouverte (produit des fonctions de transfert de l'ensemble des blocs) vaut Akk_1 , d'où

$$V_s = \frac{Ak}{1 + Akk_1} E$$

b) Détermination de la réponse à la perturbation RI:

- le comparateur correspondant étant directement relié à la sortie, le produit des fonctions de transfert des blocs situés entre ces deux éléments se réduit à 1
- la fonction de transfert en chaîne ouverte reste égale à Akk_1
- le signe affecté à la perturbation est bien négatif

d'où,

$$V_s = -\frac{1}{1 + Akk_1} RI$$

La réponse totale, égale à la somme des deux termes ci-dessus, vaut donc

$$V_s = \frac{Ak}{1 + Akk_1} E - \frac{1}{1 + Akk_1} RI = \frac{AkE - RI}{1 + Akk_1}$$

Cette expression montre que, si A est suffisamment élevé, le rapport $Ak/(1 + Akk_1)$ se réduit à $1/k_1$ et le terme correspondant à RI devient négligeable (pour une valeur quelconque de A, tout se passe comme si la résistance interne du convertisseur était divisée par $1 + Akk_1$). Ceci entraîne en particulier que la tension de sortie, alors pratiquement égale à E/k_1 , devient indépendante des fluctuations internes au niveau du convertisseur, qui, rappelons-le, se traduisent par des variations de k.

Remarque: Même si l'asservissement est très performant, V_s reste évidemment tributaire de la valeur de consigne et de la fonction de transfert de la chaîne de retour (k_1 ici), qui ne doivent donc absolument pas présenter de dérives si on veut que la régulation fonctionne correctement. En fait, ceci est une règle générale, que l'on supposera vérifiée dans tout ce qui suit.

2.2 Régulation de courant

2.2.1 Généralités

Les montages de régulation de courant sont utilisés, soit pour imposer un courant donné dans une charge, soit pour limiter l'intensité du courant débité par une source. Quelle que soit la fonction recherchée, leur schéma de principe est celui de tout asservissement, à cela près que les montages de limitation d'intensité comportent en plus un dispositif à seuil qui ne permet le fonctionnement de la régulation que si le courant débité dépasse une certaine intensité.

Nous ne considérerons ici que les montages fonctionnant réellement en asservissement de courant. Leur

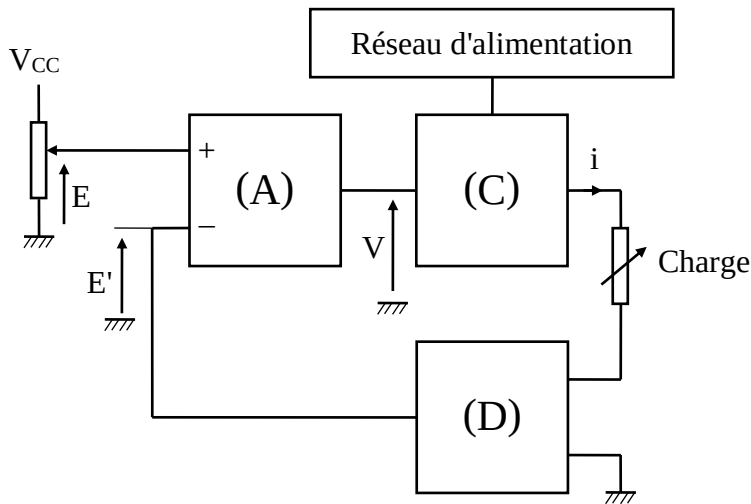


figure 16

structure de principe (figure 16) est analogue à celle de la régulation de tension, la seule différence réside dans le fait que le dispositif (D), destiné à élaborer la tension image de la grandeur caractéristique du courant i à réguler, est placé en série avec la charge, ce qui impose que son impédance d'entrée soit très faible. Là encore, suivant le type (continu ou alternatif) du courant i , (D) peut être plus ou moins complexe, d'autant plus que l'on exige très souvent une isolation galvanique entre le circuit de commande et celui de puissance.

2.2.2 Etude d'un cas particulier

On se place de nouveau dans le cas où le convertisseur est linéaire et qu'il fournit une tension strictement continue. Le courant I étant, de ce fait, également continu, (D) pourra se réduire à un simple shunt.

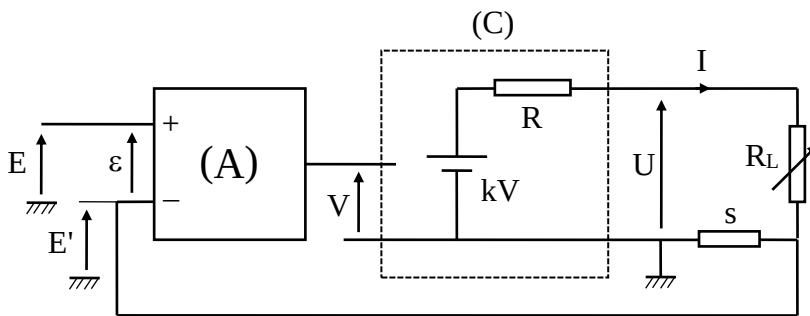


figure 17

En utilisant la même démarche que pour la régulation de tension, on obtient le schéma fonctionnel de la figure 18 à partir des relations

$$\begin{cases} \varepsilon = E - E' \\ V = A\varepsilon \\ I = \frac{kV - U}{R} \\ E' = sI \end{cases}$$

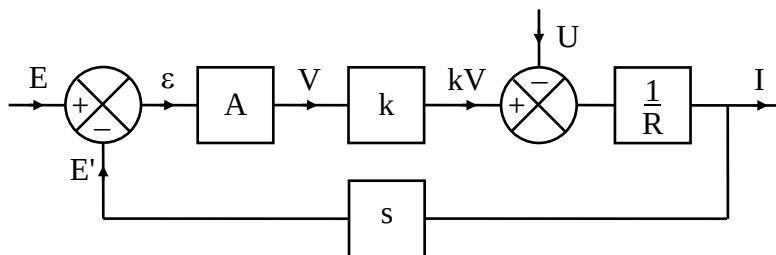


figure 18

On en déduit

$$I = \frac{Ak \frac{1}{R}}{1 + Ak \frac{1}{R} s} E - \frac{\frac{1}{R}}{1 + Ak \frac{1}{R} s} U$$

soit

$$I = \frac{AkE - U}{R + Aks}$$

De même, on constate que si A est suffisamment grand, $I \cong E/s$ et le montage se comporte comme une source de courant commandée par la tension E .

2.2.3 Application – Régulation de couple

Dans le cas particulier où la charge est constituée par un moteur à courant continu à excitation indépendante constante, la régulation de courant se traduit dans la pratique par une régulation de couple, puisque le couple

moteur (du moins en première approximation) est proportionnel au courant absorbé. Mais il faut tout de même remarquer qu'il ne s'agit que d'une régulation indirecte du couple, dont il ne faut pas attendre une trop grande précision. La vraie régulation de couple se fait à l'aide d'un asservissement comportant dans la chaîne de retour un capteur de couple fournissant une tension image du couple moteur, le reste du dispositif (amplificateur d'écart, convertisseur, ...) étant identique à ceux étudiés précédemment.

2.3 Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu de faible puissance

L'étude porte ici directement sur un cas particulier de régulation de vitesse. Nous reviendrons sur la structure générale au moment de l'étude d'un asservissement de vitesse avec boucle de courant.

2.3.1 Généralités

Comme le moteur est de faible puissance, son alimentation pourra être réalisée à l'aide d'un amplificateur linéaire. On admettra que la puissance de celui-ci est suffisante pour que ses limitations de courant ou de tension n'interviennent pas, ceci quelles que soient les conditions de fonctionnement. Pour simplifier le schéma, nous avons regroupé sur la figure 19 l'amplificateur différentiel et l'amplificateur de puissance, l'ensemble étant caractérisé par son amplification $A = u/\varepsilon$.

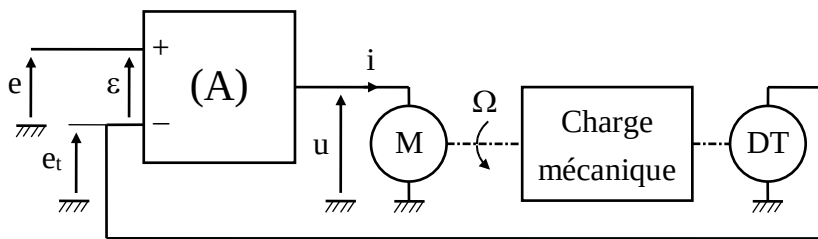


figure 19

Le moteur M est de type à excitation séparée constante. On néglige son inductance d'induit, sa réaction magnétique et ses pertes mécaniques, ce qui permet de le caractériser uniquement par sa résistance d'induit R et sa constante de f.é.m. $k_m = E'/\Omega$.

La charge est caractérisée par son couple résistant C_r que l'on suppose indépendant de la vitesse pour simplifier.

La dynamo tachymétrique fournit une tension e_t proportionnelle à Ω . On appelle $k_t = e_t/\Omega$ le coefficient de proportionnalité.

Remarque: Les moteurs de faible puissance utilisés dans ce type de régulation sont généralement caractérisés par l'équation qui lie u , Ω et C_m , couple électromagnétique, égal ici au couple utile puisqu'on néglige les pertes mécaniques. Cette équation se déduit des relations habituelles

$$\begin{cases} E' = k_m \Omega \\ u = Ri + E' \\ C_m \Omega = E' i \end{cases}$$

Par élimination de E' et de i , on obtient $C_m = \frac{k_m}{R} u - \frac{k_m^2}{R} \Omega$, que l'on met sous la forme $C_m = \lambda u - F\Omega$

en posant $\lambda = \frac{k_m}{R}$ et $F = \frac{k_m^2}{R}$.

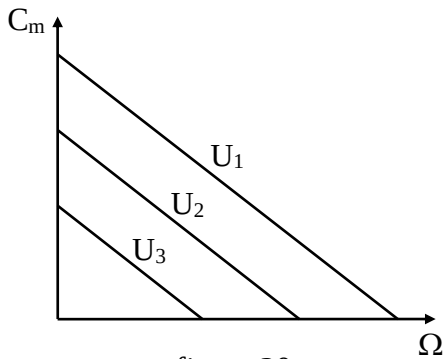


figure 20

Dans le cas particulier où u est constant (alimentation du moteur sous tension continue), les caractéristiques mécaniques sont des droites parallèles (figure 20). On peut noter que, contrairement aux machines plus puissantes, ces moteurs supportent le démarrage sous tension nominale. Toute la caractéristique $C_m = f(\Omega)$ pour une valeur donnée de U peut donc être décrite (du moins en régime transitoire).

2.3.2 Equation régissant l'évolution du système.

Dans un premier temps, on ne s'intéressera qu'à la partie "mécanique" de l'asservissement. Ceci a deux avantages: D'une part, cela permettra de simplifier le schéma fonctionnel complet, d'autre part, le bloc fonctionnel associé à cette partie pourra être réutilisé par la suite.

Les équations régissant ce fonctionnement partiel sont

$$\begin{cases} C_m = \lambda u - F\Omega \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r \end{cases}$$

soit, en utilisant la transformée de Laplace,

$$\begin{cases} C_m(p) = \lambda U(p) - F\Omega(p) \\ Jp\Omega(p) = C_m(p) - C_r(p) \end{cases}$$

Rappelons que ceci suppose $\Omega(0) = 0$. D'autre part, il faut faire apparaître la transformée de C_r car, dans le cas le plus général, le couple résistant est une fonction quelconque du temps.

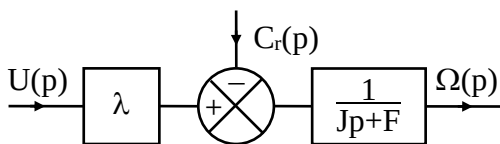


figure 21

En éliminant $C_m(p)$ entre les deux expressions, on obtient

$$Jp\Omega(p) = \lambda U(p) - F\Omega(p) - C_r(p)$$

soit

$$\Omega(p) = \frac{1}{Jp + F} (\lambda U(p) - C_r(p))$$

relation que l'on matérialise par le schéma fonctionnel ci-contre.

Remarque: On peut écrire $\frac{1}{Jp + F}$ sous la forme $\frac{1}{F\left(\frac{J}{F}p + 1\right)}$ en faisant apparaître le terme J/F que l'on appelle

constante de temps mécanique du moteur (la constante de temps électrique étant le rapport de l'inductance d'induit sur la résistance de celui-ci).

En reprenant alors le schéma complet, on obtient, en plus, les équations suivantes:

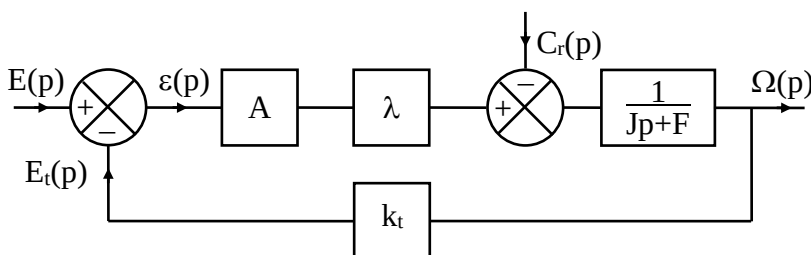


figure 22

$$\begin{cases} \varepsilon(p) = E(p) - E_t(p) \\ U(p) = A\varepsilon(p) \\ E_t(p) = k_t\Omega(p) \end{cases}$$

ce qui permet, compte tenu du tracé partiel de la figure 21, d'obtenir le schéma fonctionnel définitif ci-contre.

On en déduit l'expression de $\Omega(p)$ par la méthode usuelle:

$$\Omega(p) = \frac{A\lambda \frac{1}{Jp+F}}{1 + A\lambda \frac{1}{Jp+F} k_t} E(p) - \frac{\frac{1}{Jp+F}}{1 + A\lambda \frac{1}{Jp+F} k_t} C_r(p)$$

soit, tous calculs faits,

$$\boxed{\Omega(p) = \frac{A\lambda E(p) - C_r(p)}{Jp + F + A\lambda k_t}}$$

Le dénominateur de $\Omega(p)$ étant du 1^{er} degré, il en est de même de l'équation différentielle associée. Cet asservissement est donc du premier ordre.

Rappel: Les résultats ci-dessus ne sont valables que si $\Omega(0) = 0$ au moment de l'application de la tension e ou de l'apparition de la perturbation de couple. Si ce n'est pas le cas, on raisonne sur la variation de vitesse $\Delta\Omega(t) = \Omega(t) - \Omega(0)$ et c'est alors la transformée $\Delta\Omega(p)$ de cette dernière qui apparaît dans l'expression précédente. Nous en verrons un exemple complet d'application lors de l'étude de l'asservissement de vitesse avec boucle de courant.

2.3.3 Réponse du système à vide, initialement au repos, à un échelon de tension

Comme on considère un fonctionnement à vide, $C_r(p)$ est nul. D'autre part, vu que le système est initialement au repos, l'hypothèse $\Omega(0) = 0$ est automatiquement vérifiée. En notant alors E_0 l'amplitude de l'échelon de tension, nous aurons

$$\Omega(p) = \frac{A\lambda}{Jp + F + A\lambda k_t} \frac{E_0}{p}$$

qu'on peut mettre sous la forme $\Omega(p) = \frac{\Omega_0}{(\tau p + 1)p}$ en posant $\Omega_0 = \frac{A\lambda E_0}{F + A\lambda k_t}$ et $\tau = \frac{J}{F + A\lambda k_t}$.

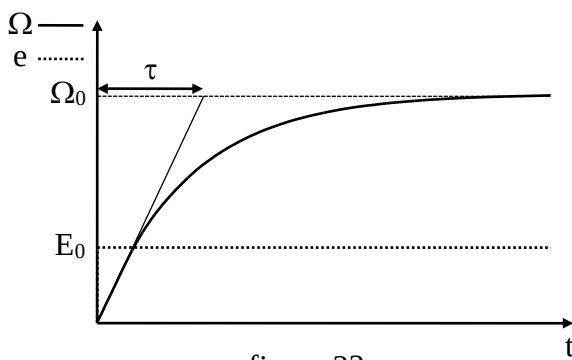


figure 23

On en déduit l'expression de $\Omega(t)$:

$$\frac{\Omega_0}{(\tau p + 1)p} = \Omega_0 \left(\frac{1}{p} - \frac{\tau}{\tau p + 1} \right) = \Omega_0 \left(\frac{1}{p} - \frac{1}{p + 1/\tau} \right)$$

d'où

$$\boxed{\Omega(t) = \Omega_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)}$$

L'allure de $\Omega(t)$ est représentée ci-contre.

Etudions alors la précision et la rapidité du système.

précision: $\Omega(t)$ ne présentant pas de rebondissement, il suffit donc de déterminer l'erreur statique. La consigne étant égale à E_0 et Ω valant Ω_0 en régime établi, on a $\varepsilon_r = E_0 - k_t \Omega_0$, soit, en remplaçant Ω_0 par son expression,

$$\varepsilon_r = E_0 - k_t \frac{A\lambda E_0}{F + A\lambda k_t} = \frac{F + A\lambda k_t - A\lambda k_t}{F + A\lambda k_t} E_0$$

d'où, finalement,

$$\boxed{\varepsilon_r = \frac{F}{F + A\lambda k_t} E_0}$$

Le système présente donc une erreur statique, d'autant plus faible que A est plus grand.

rapidité: Comme il n'y a pas de dépassement de la valeur d'équilibre, le temps de réponse t_r est défini par $\Omega(t_r) = 0,95\Omega_0$, soit $\Omega_0 \left(1 - e^{-\frac{t_r}{\tau}}\right) = 0,95\Omega_0$. On a donc $e^{-\frac{t_r}{\tau}} = 1 - 0,95 = 0,05$, soit

$$t_r = \tau \ln 20 = \frac{J}{F + A\lambda k_t} \ln 20$$

De même, le choix d'un amplificateur à gain élevé permet a priori d'augmenter la vitesse de réponse du système. Mais l'augmentation de la rapidité se traduit par un appel de courant plus élevé au démarrage, ce qui implique un surdimensionnement du moteur et de l'amplificateur de puissance si on veut effectivement obtenir des temps de réponse très courts.

Remarque: La réponse à une variation du couple résistant faisant intervenir la même constante de temps τ , il est inutile de l'étudier en détail ici. Signalons simplement les points suivants:

- Ce type d'essai se faisant généralement sur un système en mouvement, il faut, comme dit précédemment, raisonner sur la variation de vitesse $\Delta\Omega(t) = \Omega(t) - \Omega_0$ qui en résulte.
- La consigne n'étant pas modifiée, la variation correspondante de e est nulle. Dans le cas, par exemple, d'un échelon de couple d'amplitude C_0 , l'expression de $\Delta\Omega(p)$ se réduit donc à:

$$\Delta\Omega(p) = -\frac{1}{Jp + F + A\lambda k_t} \frac{C_0}{p} = -\frac{1}{(\tau p + 1)p} \frac{C_0}{F + A\lambda k_t}$$

2.3.4 Etude de la stabilité

Vu les résultats de l'étude en régime transitoire, nous savons déjà que le système est stable. Ce qui suit a donc essentiellement pour but de préciser les marges de stabilité.

De $L(p) = A\lambda \frac{1}{Jp + F} k_t$, on déduit $\underline{L}(j\omega) = \frac{A\lambda k_t}{Jj\omega + F}$ que l'on peut mettre sous la forme:

$$\underline{L}(j\omega) = \frac{L_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec } L_0 = \frac{A\lambda k_t}{F} \text{ et } \omega_0 = \frac{F}{J}.$$

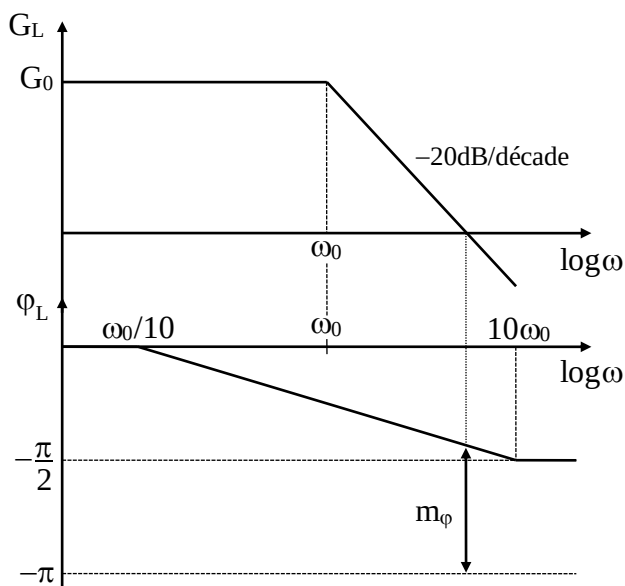


figure 24

Nous avons représenté ci-contre les courbes asymptotiques de gain et de phase correspondant à la fonction de transfert en chaîne ouverte. Comme prévu, on voit que le système est stable.

Etant donné que ϕ_L n'atteint jamais $-\pi$, la marge de gain ne peut pas, a priori, être définie. La marge de phase, elle, est au moins égale à 90° dans tous les cas.

2.4 Servomécanisme de position en courant continu

De même, nous n'envisagerons ici qu'un cas particulier de régulation de position. La structure générale est calquée sur le modèle que nous étudierons, à cela près que, pour les montages de puissance, (A) est, remplacé par un convertisseur qui devra être de type réversible pour permettre au moteur de tourner dans les deux sens de rotation.

2.4.1 Généralités

La structure de principe, représentée sur la figure 25, met en évidence les principaux éléments constitutifs d'un asservissement de position:

- Deux potentiomètres, l'un de commande (PC), manœuvré par l'utilisateur, l'autre d'affichage (PA), solidaire de la charge, délivrent des tensions $u_e = k\theta_e$ et $u_s = k\theta_s$ proportionnelles à leur position angulaire.
- Le moteur M entraîne la charge mécanique, éventuellement par l'intermédiaire d'un réducteur, non représenté ici. Pour simplifier, nous admettrons que la charge n'intervient que par son inertie et que la puissance du moteur est assez faible pour qu'on puisse l'alimenter par un amplificateur linéaire, dont l'amplification, notée A, est supposée réglable.

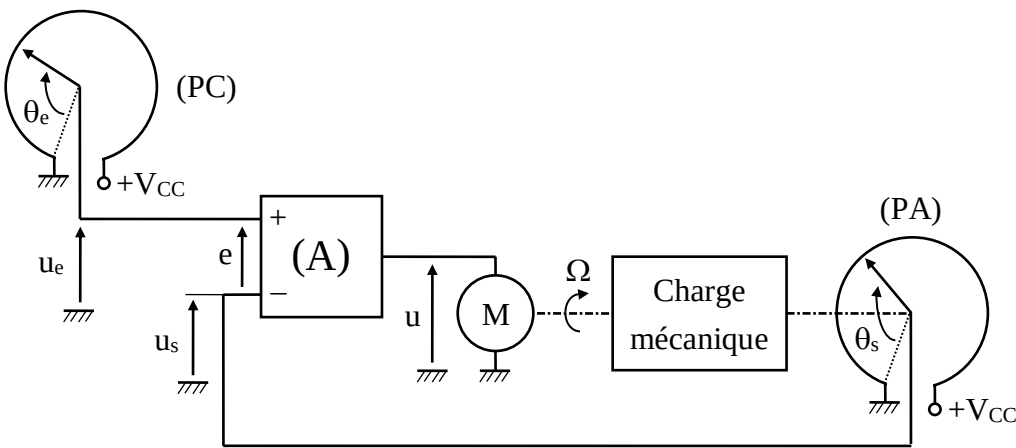


figure 25

2.4.2 Description sommaire du fonctionnement

L'amplificateur détecte la différence de position angulaire et provoque la mise en rotation du moteur de façon à réduire l'écart. En régime permanent, pour une position fixée du potentiomètre de commande, la charge sera donc maintenue immobile, dans une position telle que $u = 0$, soit $\theta_s = \theta_e$. Il faut cependant signaler que, si le système est soumis à des couples de frottement solide, le moteur cessera de tourner en dessous d'une certaine valeur U_{res} de u , ce qui se traduira par une erreur de position égale à U_{res}/kA . La tension résiduelle ne dépendant que du couple de frottement et des caractéristiques du moteur, l'erreur de position pourra cependant être rendue négligeable en utilisant un amplificateur de gain statique suffisamment élevé (on admettra que ceci est le cas dans tout ce qui suit).

2.4.3 Equation régissant l'évolution du système

Le schéma fonctionnel de la figure 26 est obtenu en combinant

- le bloc fonctionnel correspondant au moteur (cf. figure 21 avec $C_r = 0$)
- les équations "électriques" $e = u_e - u_s = k(\theta_e - \theta_s)$ et $u = Ae$

- l'équation $\Omega = \frac{d\theta_s}{dt}$ (soit $\Omega(p) = p\theta_s(p)$) qui traduit le fait que la vitesse est la dérivée de la position.

Par ailleurs, on introduit logiquement la grandeur d'erreur comme étant la différence $\theta_e - \theta_s$.

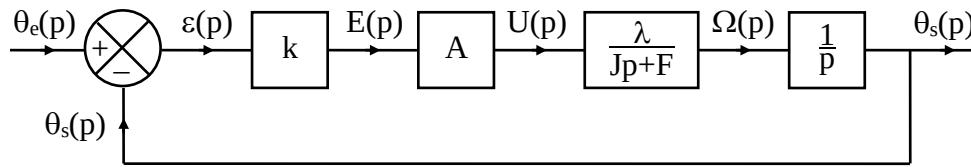


figure 26

On en déduit $\theta_s(p) = \frac{kA \frac{\lambda}{Jp+F} \frac{1}{p}}{1 + kA \frac{\lambda}{Jp+F} \frac{1}{p}} \theta_e(p) = \frac{kA\lambda}{Jp^2 + Fp + kA\lambda} \theta_e(p)$, que l'on peut mettre sous la forme

$$\boxed{\theta_s(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2m\omega_0 p + \omega_0^2} \theta_e(p)} \quad \text{en posant } \omega_0 = \sqrt{\frac{kA\lambda}{J}} \text{ et } m = \frac{F}{2J\omega_0} = \frac{F}{2\sqrt{kA\lambda J}}.$$

On constate que cet asservissement est du deuxième ordre. Rappelons d'autre part que l'expression ci-dessus n'est valable que si $\theta_s(0) = 0$ et $\Omega(0) = 0$ (conditions correspondant à un système que nous qualifierons d'initialement au repos).

2.4.4 Réponse du système au repos à un échelon de position

En posant θ_0 l'amplitude de l'échelon de position, nous aurons

$$\theta_s(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2m\omega_0 p + \omega_0^2} \frac{\theta_0}{p}$$

La transformée inverse dépend de la nature des racines du polynôme $p^2 + 2m\omega_0 p + \omega_0^2$, donc du signe du discriminant réduit $(m\omega_0)^2 - \omega_0^2 = \omega_0^2(m^2 - 1)$. Tous calculs faits, on obtient

$$\mathbf{m < 1:} \quad \theta_s(t) = \left\{ 1 - e^{-m\omega_0 t} \left[\cos(\omega_0 \sqrt{1-m^2} t) + \frac{m}{\sqrt{1-m^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-m^2} t) \right] \right\} \theta_0$$

$$\mathbf{m = 1} \text{ (régime critique) :} \quad \theta_s(t) = [1 - e^{-\omega_0 t} (\omega_0 t + 1)] \theta_0$$

$$\mathbf{m > 1:} \quad \theta_s(t) = \left[1 - \frac{m + \sqrt{m^2 - 1}}{2\sqrt{m^2 - 1}} e^{-\omega_0 (m - \sqrt{m^2 - 1}) t} + \frac{m - \sqrt{m^2 - 1}}{2\sqrt{m^2 - 1}} e^{-\omega_0 (m + \sqrt{m^2 - 1}) t} \right] \theta_0$$

On peut vérifier que tous les coefficients de t apparaissant dans les exponentielles sont négatifs. Le système est donc a priori stable. Etudions alors la précision et la rapidité du système.

précision

a) erreur statique: L'analyse sommaire faite au paragraphe 2.4.2 nous avait permis de voir que sa valeur était nulle (du moins si l'influence des couples de frottement pouvait être rendue négligeable). On retrouve ceci ici: Quelles que soient les valeurs de m et de ω_0 , $\theta_s(t)$ tend vers θ_0 lorsque t tend vers l'infini. La grandeur d'erreur $\theta_s(t) - \theta_0$ tend donc bien vers zéro.

b) rebondissement: Il n'existe que si m est inférieur à l'unité et est alors d'autant plus élevé que m est plus faible, comme le suggèrent les courbes représentées sur la figure 27.

Vu l'expression de m en fonction des paramètres du système (rappel: $m = F / 2\sqrt{kA\lambda J}$), on constate que le choix d'une amplification élevée, imposé par les considérations sur l'erreur statique, conduit a priori à un rebondissement important. Pour diminuer celui-ci tout en gardant une amplification élevée, il faudra corriger le système, soit à l'aide de circuits correcteurs, soit en utilisant un dispositif spécifique à cet asservissement, la "correction tachymétrique", dont l'effet, comme nous le verrons au paragraphe 2.4.6.2, est d'augmenter F sans modifier les autres paramètres du système.

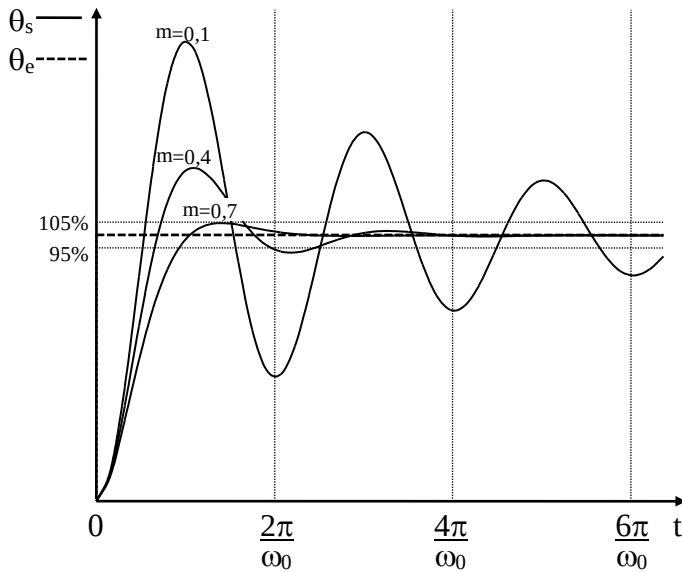


figure 27

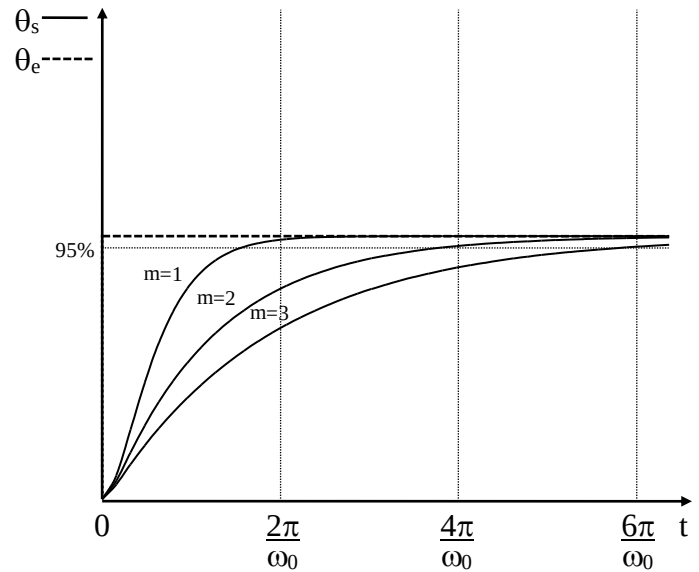


figure 28

rapidité

Les figures 27 et 28 suggèrent que, pour une valeur donnée de ω_0 , le temps de réponse passe par un minimum pour m voisin de l'unité. Ceci est confirmé par l'étude mathématique, qui donne pour m une valeur optimale de 0,69 (correspondant à un rebondissement juste égal à 5%). Il semble également que l'on puisse diminuer le temps de réponse en augmentant ω_0 . Ceci n'est cependant pas aussi simple car m et ω_0 dépendant pratiquement des mêmes paramètres. Ainsi, par exemple, une augmentation de ω_0 par action sur A entraîne une diminution de m , ce qui améliore le temps de réponse tant que m reste supérieur à 1, mais le laisse pratiquement inchangé dès que m devient inférieur à l'unité. Dans ce deuxième cas, t_r dépend essentiellement de la constante de temps $1/m\omega_0$, égale à $2J/F$, et seule une correction tachymétrique, ou l'utilisation de réseaux correcteurs, permet d'augmenter la rapidité du système.

2.4.5 Etude de la stabilité

De $L(p) = kA \frac{\lambda}{Jp + F} \frac{1}{p}$ on déduit $\underline{L}(j\omega) = \frac{kA\lambda}{Jj\omega + F} \frac{1}{j\omega}$, que l'on peut mettre sous la forme

$$\underline{L}(j\omega) = \frac{1}{\frac{j\omega}{\omega_1} \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_2} \right)}$$

en posant $\omega_1 = kA\lambda/F$ et $\omega_2 = F/J$.

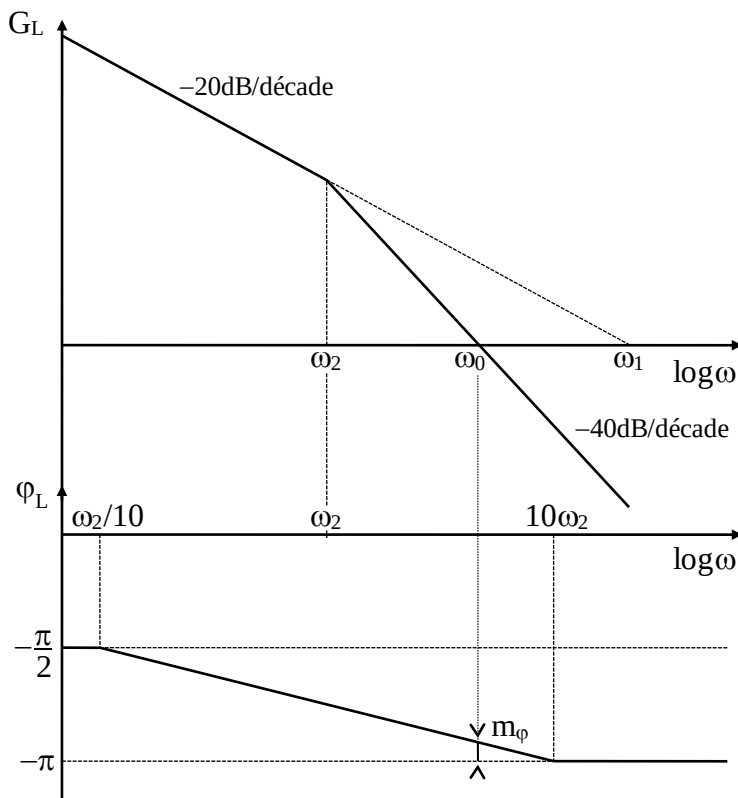


figure 29

Vu les expressions de ces pulsations, on peut remarquer que le produit $\omega_1\omega_2$ est égal à $kA\lambda/J$, donc à ω_0^2 . De ce fait, en diagramme logarithmique, ω_1 et ω_2 sont symétriques par rapport à ω_0 . Par ailleurs, on a $\omega_1 = \omega_0/2m$ et $\omega_2 = 2m\omega_0$.

Nous avons représenté ci-contre les diagrammes asymptotiques correspondant à une valeur d'amplification élevée (ce qui implique ici ω_1 supérieur à ω_2). On en déduit que le système est, a priori, stable (comme prévu dans l'étude en régime transitoire), mais que la marge de phase est très réduite. Notons que, comme la courbe de gain coupe l'origine avec une pente de -40dB par décade, le critère pratique ne serait, de même, pas vérifié.

2.4.6 Correction du système

2.4.6.1 Utilisation d'un réseau correcteur

Une possibilité consiste à employer un correcteur PI, ce qui permet, en particulier, d'obtenir automatiquement un gain statique très élevé, donc une excellente précision. Comme le gain proportionnel peut être réglé à l'aide de l'amplificateur A, il suffit d'équiper ce dernier d'un filtre de fonction de transfert $\frac{\tau p + 1}{\tau p}$ pour obtenir la correction souhaitée. Ceci conduit alors à une fonction de transfert en chaîne ouverte totale de la forme

$$L(p) = kA \frac{\tau p + 1}{\tau p} \frac{\lambda}{Jp + F} \frac{1}{p}.$$

En remplaçant p par $j\omega$ et en regroupant certains termes, on en déduit, tous calculs faits,

$$\underline{L}(j\omega) = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_3}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_4}\right)^2 \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_2}\right)}$$

avec $\omega_2 = F/J$ (même définition qu'au paragraphe 2.4.5), $\omega_3 = 1/\tau$ et $\omega_4 = \sqrt{\frac{kA\lambda}{F\tau}}$.

L'étude complète, qu'il serait trop long d'exposer ici, montre que la marge de phase maximale est obtenue lorsque $\omega_4 = \sqrt{\omega_3 \sqrt{\omega_3 \omega_2}}$. Dans ce cas, dit de "l'optimum symétrique", les diagrammes de gain et de phase auront les allures représentées ci-après.

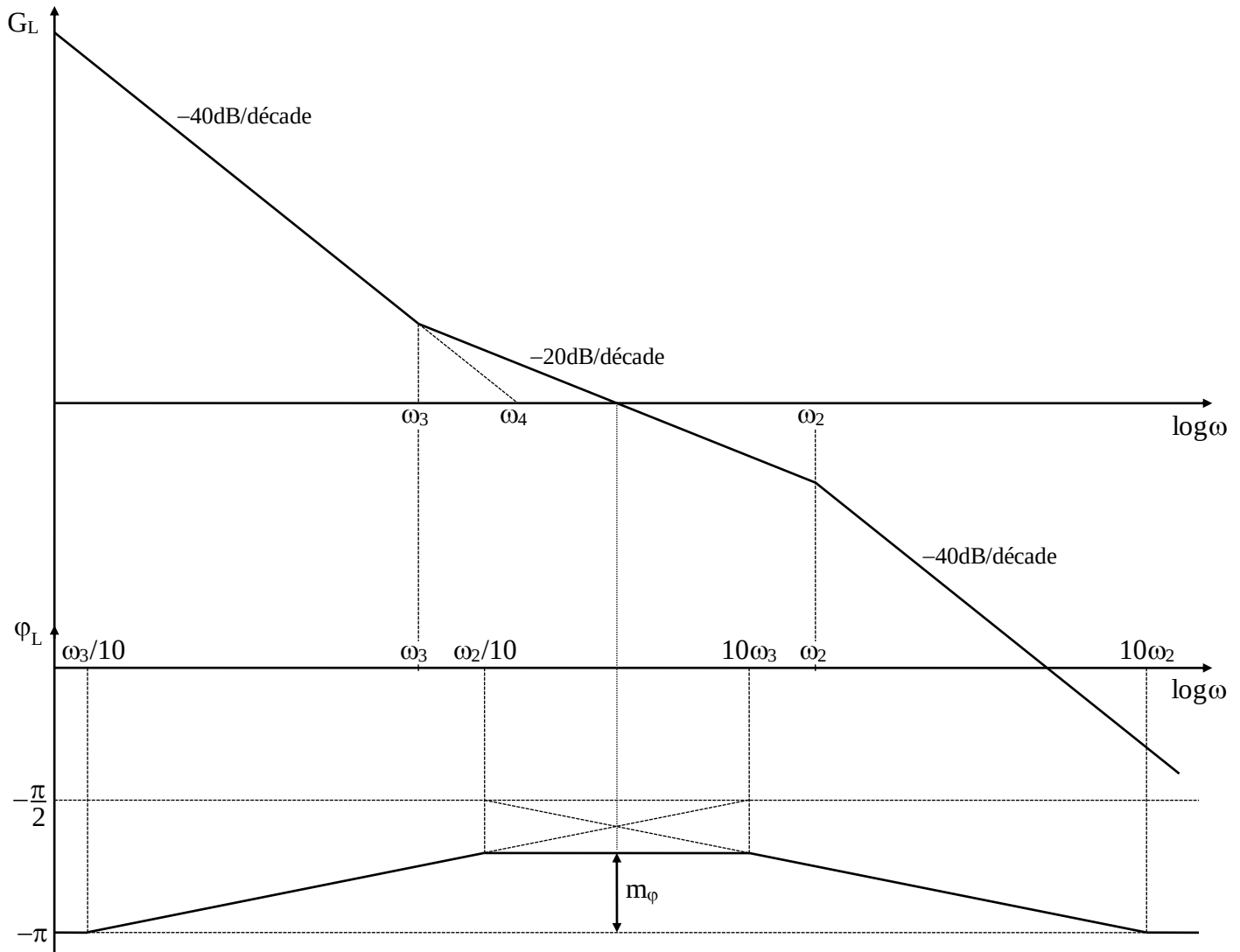


figure 30

Partant de là, comme m_φ dépend de l'écart entre ω_3 et ω_2 , on choisit ω_3 pour avoir la marge de phase souhaitée et on en déduit A à partir de la relation donnant l'optimum symétrique, soit, après remplacement des pulsations par leurs expressions et simplification, $A = \frac{F}{k\lambda} \sqrt{\frac{F}{\tau J}}$.

2.4.6.2 Utilisation de la correction tachymétrique

Cette correction est réalisée en calant une dynamo tachymétrique sur l'arbre moteur et en introduisant tout ou partie de sa tension en série avec e , comme indiqué sur le schéma partiel de la figure 31.

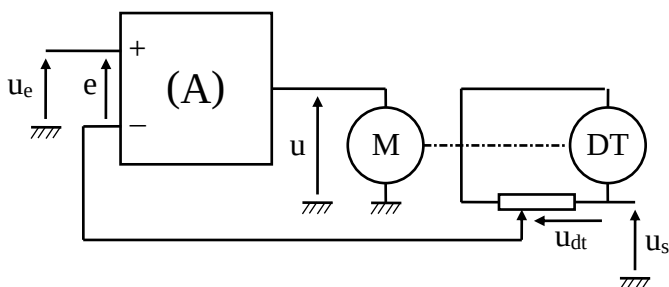


figure 31

En posant $u_{dt} = a\Omega$, l'équation liant les grandeurs à l'entrée devient ici $e = u_e - u_s - a\Omega$ que l'on matérialise sur le schéma fonctionnel par une boucle supplémentaire (figure 32) où on a appelé e' la quantité $u_e - u_s$.

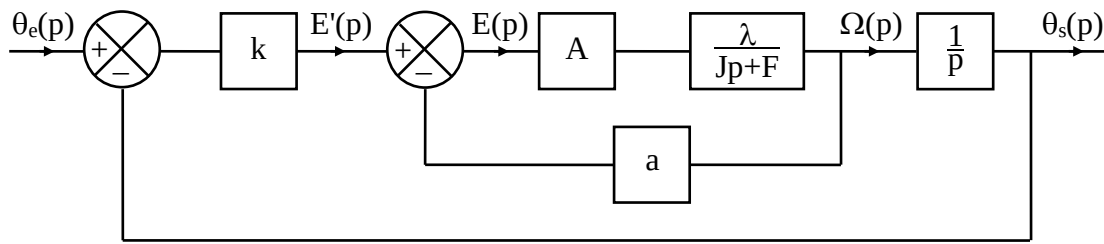


figure 32

Pour se ramener au schéma standard, on remplace la boucle interne par un bloc (technique dite de réduction des boucles). Sa fonction de transfert $\Omega(p)/E'(p)$ s'obtient, comme habituellement, par $\frac{A \frac{\lambda}{Jp+F}}{1 + A \frac{\lambda}{Jp+F} a}$, soit $\frac{A\lambda}{Jp+F+A\lambda a}$, qu'il suffit de décomposer en $A \frac{\lambda}{Jp+F+A\lambda a}$ pour obtenir le schéma fonctionnel ci-dessous, en tout point analogue à celui de la figure 26.

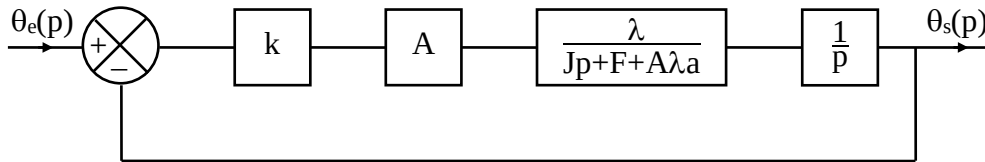


figure 33

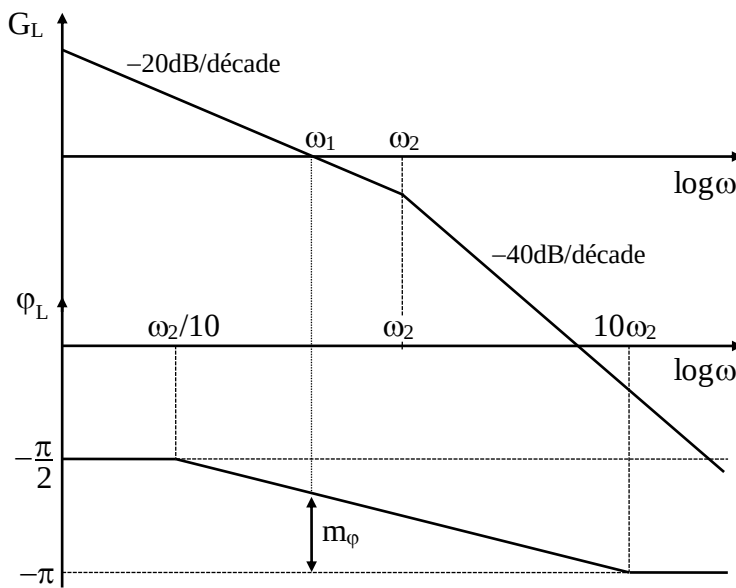


figure 34

Tout se passe donc comme si on avait augmenté le terme F du moteur d'une quantité réglable $A\lambda a$. De ce fait, les expressions des pulsations caractéristiques deviennent

$$\omega_1 = \frac{kA\lambda}{F + A\lambda a}$$

et

$$\omega_2 = \frac{F + A\lambda a}{J}$$

ce qui permet, même avec des valeurs élevées de A , d'avoir ω_2 supérieur à ω_1 , donc de garder une bonne marge de stabilité (cf. figure 34).

2.4.7 Réponse à une entrée variable dans le temps

Dans un certain nombre d'applications, la consigne n'est pas fixe, mais varie en permanence. Le système ne sera donc jamais au repos, et u toujours différent de 0. L'asservissement présentera de ce fait une erreur, que l'on peut qualifier de dynamique, et dont la valeur instantanée est u/kA . Là encore, l'utilisation d'un amplificateur à gain statique élevé permet d'atténuer très fortement le phénomène.

Remarque: Lorsque la consigne croît linéairement avec le temps (entrée dite en "rampe"), le moteur tourne à vitesse fixe en régime établi, ce qui nécessite une tension d'induit constante U_0 . L'erreur correspondante U_0/kA est appelée erreur de traînage (physiquement, θ_s "suit" θ_e , mais avec un retard angulaire constant U_0/kA).

2.5 Asservissement de vitesse avec boucle de courant

2.5.1 Généralités

Dès que leur puissance dépasse une centaine de watts, les moteurs sont alimentés par des convertisseurs de l'électronique de puissance. Ceux-ci, de même d'ailleurs que la plupart des machines tournantes, ne tolérant que des surintensités de faible amplitude, il est indispensable de contrôler en permanence l'intensité du courant débité. Ceci est obtenu grâce à une boucle supplémentaire de courant, analogue en tout point à la régulation d'intensité décrite précédemment, mais dont la tension de consigne, au lieu d'être externe, est fournie de façon interne, soit sous forme de valeur fixe, soit par le comparateur de vitesse. Le premier cas se traduisant par une simple limitation (donc sans effet sur la marche normale de l'asservissement), nous ne nous intéresserons ici qu'au deuxième mode de fonctionnement.

Quelle que soit la technologie employée, on peut schématiser ce type d'asservissement comme indiqué sur la figure 35, où le terme de régulateur désigne l'ensemble soustracteur + réseau de correction. Il faut cependant noter les points suivants:

- La liaison entre le convertisseur et le moteur est représentée de façon unifilaire, le nombre de fils effectifs dépendant du type, continu ou alternatif, de la machine à mettre en oeuvre.
- Dans le même ordre d'idées, la régulation de courant peut porter sur plus d'une grandeur.
- S'il y a une relation directe entre le courant absorbé et le couple moteur, la consigne de courant e_i peut également être considérée comme une consigne de couple. Ce cas étant de plus en plus fréquent, c'est dans cette optique que nous raisonnerons par la suite.

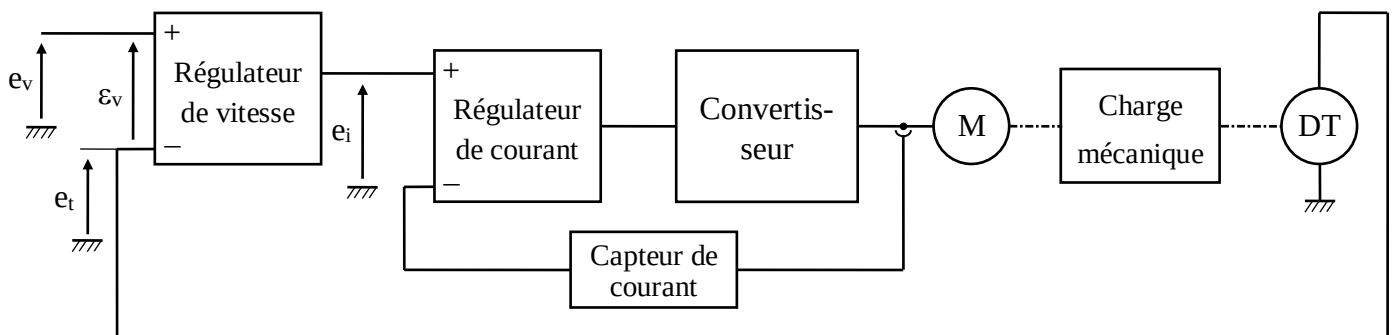


figure 35

Qualitativement, le système fonctionne de la façon suivante: Toute variation de vitesse par rapport à la consigne se traduit par une modification de la tension de sortie du comparateur correspondant. Il s'ensuit une modification du courant dans le moteur, donc du couple fourni. La machine accélère ou ralentit sous l'effet des couples moteur et résistant, jusqu'à ce que la vitesse atteigne la nouvelle valeur fixée par la consigne. Par ailleurs, la tension de sortie du comparateur de vitesse étant forcément limitée (ne serait-ce que par la saturation

de l'amplificateur, mais on peut, en plus, utiliser un dispositif écrêteur), ceci entraîne automatiquement une limitation d'intensité.

Nous admettrons pour simplifier que la charge oppose un couple résistant C_r indépendant de la vitesse. D'autre part, nous supposerons que les constantes de temps du système sont suffisamment grandes pour que l'on puisse, dans l'étude des régimes transitoires, négliger les variations instantanées des grandeurs. Signalons également, toujours dans le cadre des régimes transitoires, que le bon fonctionnement de ce type de système implique que la boucle interne de courant soit beaucoup plus rapide que la boucle externe de vitesse. Ceci nous permettra ultérieurement de faire des approximations supplémentaires dans l'étude de ces régimes.

Comme le système n'est pas linéaire (ne serait-ce qu'à cause de la limitation de courant), on ne peut plus étudier de façon globale la réponse de l'asservissement. Ceci nous amènera entre autres à scinder l'étude de la boucle de vitesse en plusieurs parties, correspondant chacune à un mode de fonctionnement particulier.

2.5.2 Etude sommaire de la boucle de courant

Même si on se limite à une analyse succincte, l'étude quantitative en termes de régulation de courant ne peut se faire que dans le contexte d'une application particulière. Par contre, si, comme dit au paragraphe précédent, on tient compte de la relation entre le courant et le couple moteur pour raisonner à partir de ce dernier, on peut énoncer quelques résultats indépendamment du système considéré.

En régime permanent, comme dit précédemment, le régulateur n'intervient que par son gain statique. Les valeurs de ce dernier étant toujours très élevées, il s'ensuit que le courant ne dépend que de la grandeur de consigne. Par ailleurs, comme on peut négliger en première approximation les fluctuations des paramètres liant le courant au couple moteur, il en sera de même pour ce dernier. Quelle que soit la technologie utilisée, nous aurons donc

$$C_m = \lambda e_i$$

où le coefficient de proportionnalité λ dépend en particulier du type de moteur employé.

Le comportement en régime transitoire dépend essentiellement des paramètres électriques de l'ensemble convertisseur + moteur et, bien évidemment, des coefficients du régulateur, en général de type I ou PI. Dans la pratique, le plus souvent, on constate qu'il y a essentiellement un ou deux termes prépondérants, ce qui fait que la boucle de courant se comporte habituellement comme un système du premier ou du deuxième ordre. On peut noter que les constantes de temps correspondantes dépendent en particulier de la fréquence de fonctionnement du convertisseur, l'asservissement étant généralement d'autant plus rapide que celle-ci est plus élevée.

2.5.3 Etude de la boucle de vitesse

2.5.3.1 Cas du régime permanent

De même, le régulateur n'intervient que par son gain statique. Nous noterons A_v l'amplification correspondante en signalant que, là encore, sa valeur est toujours très élevée.

En régime permanent, le couple moteur C_m est égal au couple résistant C_r . La tension e_i est donc parfaitement fixée pour une charge donnée. Il en est de même de ε_v , et ceci quel que soit Ω . Pour ce régime, la boucle de vitesse ne peut donc pas être étudiée par la méthode habituelle. Le problème se résout cependant très facilement. En posant k_t la constante de f.é.m. de la dynamo tachymétrique, il suffit, compte tenu de ce qui

précède, d'écrire que $e_v - e_i$, soit $e_v - k_t \Omega$, est connu et vaut $\frac{e_i}{A_v}$, soit $\frac{C_r / \lambda}{A_v}$, pour obtenir la relation

$$\Omega = \frac{e_v}{k_t} - \frac{C_r}{A_v \lambda k_t}.$$

Comme A_v est très grand, on a donc pratiquement

$$\Omega = \frac{e_v}{k_t}$$

2.5.3.2 Evolution de la vitesse en régime transitoire

Nous allons, ici, considérer successivement deux cas.

a) la consigne de vitesse est modifiée brusquement

Ceci se produit par exemple au moment du démarrage. Dans ce cas, ε_v devient très supérieur à la valeur maximale permettant à l'amplificateur de vitesse de fonctionner dans son domaine linéaire (du moins si la correction proportionnelle est suffisamment élevée, mais nous supposons que c'est le cas ici). Ceci a pour effet de donner à e_i une valeur constante, que nous noterons V_{sat} .

Après un régime transitoire de très courte durée, correspondant au temps de réaction de la boucle de courant, le couple moteur devient égal à $C_M = \lambda V_{sat}$. L'évolution de la vitesse est alors régie par l'équation

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_M - C_r$$

qui s'intègre immédiatement en

$$\Omega = \frac{C_M - C_r}{J} t$$

toujours en se plaçant dans le cas particulier du démarrage.

Cette évolution se produit tant que le comparateur de vitesse reste saturé, c'est à dire tant que Ω n'a pas atteint une valeur très proche de celle, Ω_0 , fixée par la consigne. Lorsque ceci se réalise, le régulateur de vitesse "reprend la main" et amène Ω à sa valeur finale E_0/k_t , le couple moteur devenant alors égal à C_r .

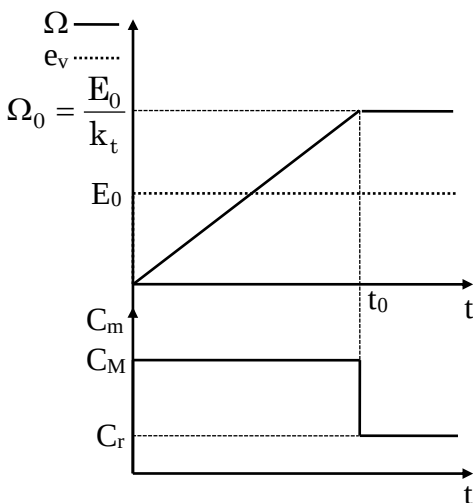


figure 36

Nous avons représenté ci-contre les évolutions simplifiées de Ω et de C_m . On peut noter que la durée t_0 du régime transitoire, égale à $\frac{J\Omega_0}{C_M - C_r}$, ne dépend bien évidemment plus du gain de l'amplificateur d'écart.

Remarque: Ce qui précède n'est valable pour un ralentissement que si le convertisseur est réversible (de telle sorte que $C_m = \lambda e_i$ soit

également vrai pour e_i négatif). Dans le cas contraire, la consigne négative bloque le fonctionnement de la boucle de courant et la machine ne ralentit plus que sous l'effet du couple résistant. Le régime transitoire correspondant peut donc être beaucoup plus long, surtout si la machine fonctionne à vide.

b) la variation des paramètres est telle que l'amplificateur de vitesse puisse continuer à fonctionner dans son domaine linéaire

Ceci correspond par exemple à une variation lente de la consigne de vitesse, ou encore à une modification du couple résistant. L'hypothèse faite précédemment sur la vitesse de réaction de la boucle de courant permet d'admettre que C_m reste en permanence égal à λe_i . Par contre, il faut maintenant tenir compte du comportement en régime transitoire du régulateur de vitesse, donc faire apparaître les paramètres du circuit de correction associé. Nous supposons ici qu'il s'agit d'un correcteur PI, de fonction de transfert $k \frac{\tau p + 1}{\tau p}$.

Compte tenu de ceci, de la relation liant C_m à e_i et du fait que la transformée de Laplace $Jp\Omega(p) = C_m(p) - C_r(p)$ de l'équation de la dynamique peut se mettre sous la forme $\Omega(p) = \frac{1}{Jp}(C_m(p) - C_r(p))$, on obtient le schéma fonctionnel ci-dessous.

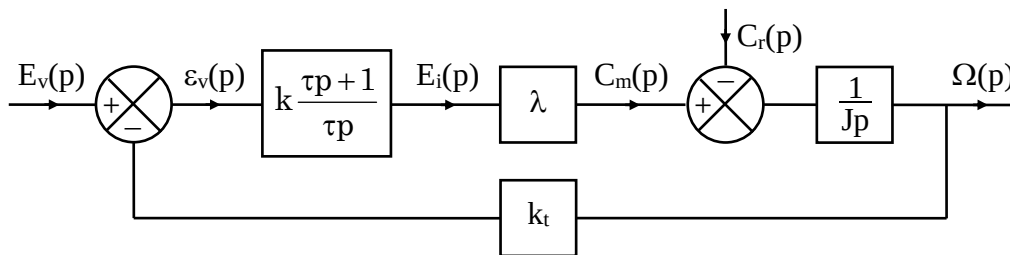


figure 37

Ce schéma permet en particulier de résoudre les deux problèmes suivants:

Stabilité de la boucle

La fonction de transfert en chaîne ouverte vaut $L(p) = k \frac{\tau p + 1}{\tau p} \lambda \frac{1}{Jp} k_t = \frac{k\lambda k_t}{\tau J p^2} (\tau p + 1)$.

On en déduit $\underline{L}(j\omega) = \frac{k\lambda k_t}{\tau J (j\omega)^2} (1 + j\tau\omega)$, qu'on peut mettre sous la forme

$$\underline{L}(j\omega) = \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1}\right)}{\left(\frac{j\omega}{\omega_2}\right)^2}$$

avec $\omega_1 = 1/\tau$ et $\omega_2 = \sqrt{\frac{k\lambda k_t}{\tau J}}$.

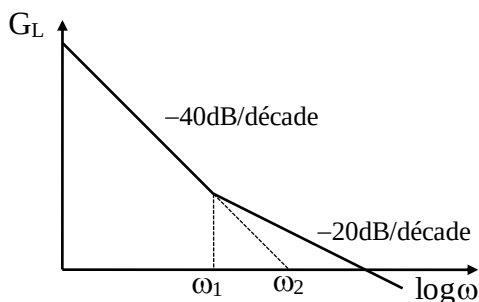


figure 38

L'application du critère "pratique" de stabilité conduit à prendre ω_1 inférieur à ω_2 pour que le système possède une bonne marge de stabilité (cf. figure 38). Ceci sera obtenu en choisissant les paramètres du correcteur PI de telle sorte que l'on ait $k\tau > \frac{J}{\lambda k_t}$.

On peut noter que ceci ne permet pas de déterminer complètement les paramètres du correcteur car seul le produit $k\tau$ est fixé. Pour le choix définitif, il faut tenir compte de la présence de la boucle de courant (cf. hypothèse sur la vitesse relative des deux boucles). En appelant τ_i la plus grande de ses constantes de temps en chaîne fermée (que l'on peut éventuellement déterminer de façon expérimentale) et ω_i la pulsation correspondante, une approche sommaire consiste à prendre $\omega_2 \cong \omega_i/10$.

Régime transitoire résultant d'une variation du couple résistant

Comme dit dans la remarque du paragraphe 2.3.3, on raisonne sur la variation de vitesse $\Delta\Omega$ autour d'une valeur de départ Ω_0 . De même, on suppose qu'on applique un échelon de couple d'amplitude C_0 au système, sans bien sûr, modifier la consigne de vitesse. Vu ces hypothèses, on a immédiatement

$$\Delta\Omega(p) = - \frac{\frac{1}{Jp}}{1 + k \frac{\tau p + 1}{\tau p} \lambda \frac{1}{Jp} k_t} \frac{C_0}{p}$$

soit, après simplification,

$$\Delta\Omega(p) = - \frac{1}{p^2 + \frac{k\lambda k_t}{J} p + \frac{k\lambda k_t}{\tau J}} \frac{C_0}{J}$$

L'évolution en fonction du temps dépend en particulier des valeurs relatives des paramètres. A titre d'exemple, on a représenté sur la figure 39 la courbe correspondant au régime critique, qui s'obtient pour $\left(\frac{k\lambda k_t}{J}\right)^2 - 4 \frac{k\lambda k_t}{\tau J} = 0$, soit $\frac{k\lambda k_t}{J} = \frac{4}{\tau}$ ou $k\tau = \frac{4J}{\lambda k_t}$. Ceci, reporté dans la relation précédente, donne

$$\Delta\Omega(p) = - \frac{1}{p^2 + \frac{4}{\tau} p + \frac{4}{\tau^2}} \frac{C_0}{J} = - \frac{1}{\left(p + \frac{2}{\tau}\right)^2} \frac{C_0}{J},$$

dont la transformée de Laplace inverse est $\Delta\Omega(t) = -\frac{C_0}{J} t e^{-\frac{2t}{\tau}}$ terme auquel il faut rajouter Ω_0 pour obtenir la réponse complète, soit

$$\Omega(t) = \Omega_0 - \frac{C_0}{J} t e^{-\frac{2t}{\tau}}$$

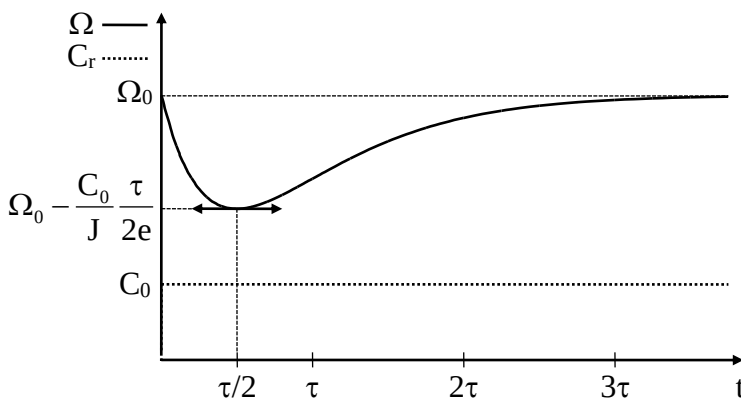


figure 39

Remarque: Comme $k\tau$ vaut 4 fois $J/\lambda k_t$ pour le régime critique, ce fonctionnement entraîne que le critère pratique de stabilité est automatiquement vérifié. En fait, ceci est vrai pour tous les systèmes du deuxième ordre et peut, en l'absence d'autres contraintes, être utilisé en remplacement des critères de stabilité pour le calcul des correcteurs de ce type d'asservissements.

3 Asservissements numériques

3.1 Généralités

On appelle asservissements numériques des systèmes où l'élaboration et le traitement du signal d'erreur se font de façon numérique à l'aide d'un ordinateur. De même que pour les montages analogiques, l'étude théorique est parfaitement possible, mais, comme elle fait appel à des notions mathématiques non au programme, nous nous contenterons ici de décrire sommairement le principe:

Comme pour toute technique numérique, on travaille sur des échantillons des signaux de consigne et de retour, prélevés à un intervalle de temps T_e régulier (rappel: l'inverse de T_e est appelé fréquence d'échantillonnage). A partir de ces échantillons, et d'une ou plusieurs de leurs valeurs antérieures, on calcule alors les corrections proportionnelle, intégrale et dérivée.

- Pour la correction proportionnelle, il suffit de multiplier la différence par une constante.
- Pour les deux autres, on utilise des algorithmes déduits de la théorie générale, mais que l'on peut rapprocher des techniques mathématiques de calcul numérique (comme, par exemple, la méthode des trapèzes pour le calcul d'intégrale et le rapport des accroissements pour le calcul de la dérivée).

L'ensemble est réalisé grâce à un logiciel, ou à une partie du programme dans le cas de systèmes complexes nécessitant d'autres opérations de calculs (ce qui est le cas, par exemple, du moteur "brushless" ou de beaucoup de variateurs pour machines asynchrones).

3.2 Structure d'un asservissement numérique

Globalement, bien sûr, on retrouve les mêmes sous-ensembles que dans les asservissements analogiques. Tous ces éléments ne fonctionnant pas forcément sur le mode numérique, le montage comporte, en plus, des convertisseurs numériques-analogiques et analogiques-numériques permettant de faire le lien entre les différentes parties du système. A titre d'exemple, nous avons représenté sur la figure 40 un schéma de variateur de vitesse pour moteur asynchrone à contrôle vectoriel de flux. On peut y noter que les boucles de courant au niveau de l'onduleur sont de type analogique. Ceci, qui est souvent le cas pour les systèmes à boucles imbriquées, est dû au fait que les performances demandées aux boucles internes ne justifient pas la mise en oeuvre d'un procédé numérique, qui alourdirait la programmation et nécessiterait des convertisseurs A/N et N/A supplémentaires.

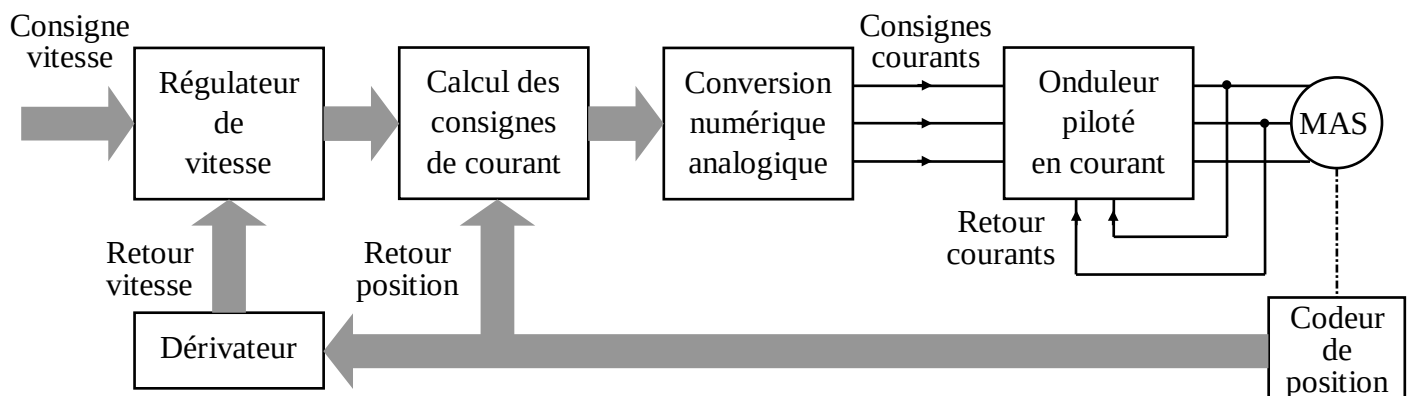


figure 40

N.B.: Sur le schéma, les traits plus épais correspondent aux bus de données numériques. Par ailleurs, vu que la liaison entre l'onduleur et le moteur se fait par trois fils seulement, il suffit de mesurer le courant dans deux phases, celui dans la troisième étant forcément égal à l'opposé de la somme des deux autres.

3.3 Avantages et inconvénients des systèmes numériques

Par rapport aux systèmes analogiques, les systèmes numériques présentent les avantages suivants:

- L'absence des problèmes de dérive, de dispersion et de vieillissement des composants.
- Une insensibilité plus grande aux bruits grâce en particulier aux possibilités offertes par le filtrage numérique.
- Une transmission plus facile des signaux, le problème de l'atténuation ne se posant plus.
- La facilité de réalisation des opérations mathématiques, ainsi que celles de mémorisation et de temporisation.
- La possibilité, sans avoir à mettre en œuvre un nombre élevé de composants, de réaliser des fonctions très sophistiquées (comme, par exemple, la correction auto-adaptative, dont les paramètres varient avec le point de fonctionnement de façon à toujours optimiser le comportement du système).
- L'universalité du procédé, la même carte de régulation pouvant servir à des applications très diverses ou s'adapter à des évolutions futures puisqu'il suffit de changer la partie logicielle.

Bien entendu, les systèmes numériques ne présentent pas que des avantages. Leur principal défaut est lié à la complexité "matérielle" du système (carte numérique, convertisseurs N/A et A/N, ...). Pour des applications simples, comme, par exemple, la régulation des tensions électriques ou de petits asservissements de vitesse, leur emploi ne se justifie donc pas. Il en est de même si, comme signalé plus haut, le surcoût en matériel ou en logiciel n'est pas légitimé. En fait, l'utilisation d'une régulation numérique est surtout intéressante lorsqu'elle se fait au sein de systèmes dont la gestion nécessite de toute façon la mise en œuvre d'unités de calcul (mais cela devient de plus en plus le cas pour les applications de l'électronique de puissance).