

SESSION 2025

**AGREGATION
CONCOURS EXTERNE**

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

**Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE**

**CONCEPTION PRÉLIMINAIRE D'UN SYSTÈME,
D'UN PROCÉDÉ OU D'UNE ORGANISATION**

Durée : 6 heures

Calculatrice autorisée selon les modalités de la circulaire du 17 juin 2021 publiée au BOEN du 29 juillet 2021.

L'usage de tout ouvrage de référence, de tout dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.

Il appartient au candidat de vérifier qu'il a reçu un sujet complet et correspondant à l'épreuve à laquelle il se présente.

Si vous repérez ce qui vous semble être une erreur d'énoncé, vous devez le signaler très lisiblement sur votre copie, en proposer la correction et poursuivre l'épreuve en conséquence. De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, vous devez la (ou les) mentionner explicitement.

**NB : Conformément au principe d'anonymat, votre copie ne doit comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé consiste notamment en la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de la signer ou de l'identifier.
Le fait de rendre une copie blanche est éliminatoire**

INFORMATION AUX CANDIDATS

Vous trouverez ci-après les codes nécessaires vous permettant de compléter les rubriques figurant en en-tête de votre copie

Ces codes doivent être reportés sur chacune des copies que vous remettrez.

Concours	Section/option	Epreuve	Matière
EAE	1415A	103	1268

Définition de l'épreuve

À partir d'un dossier technique comportant les éléments nécessaires à l'étude, l'épreuve a pour objectif de vérifier les compétences d'un candidat à synthétiser ses connaissances pour proposer ou justifier des solutions de conception et d'industrialisation d'un système technique dans le domaine de la spécialité du concours dans l'option choisie.

Conseils aux candidats

Il est demandé aux candidats :

- de rédiger les réponses aux différentes parties sur des feuilles de copie séparées et clairement repérées ;
- de numéroter chaque feuille de copie et indiquer le numéro de la question traitée ;
- de rendre tous les documents réponses, même non complétés ;
- d'utiliser exclusivement les notations indiquées dans le sujet lors de la rédaction des réponses ;
- de justifier clairement les réponses ;
- d'encadrer ou souligner les résultats ;
- de présenter lisiblement les applications numériques, sans omettre les unités, après avoir explicité les expressions littérales des calculs ;
- de formuler les hypothèses nécessaires à la résolution des problèmes posés si celles-ci ne sont pas indiquées dans le sujet.

Organisation du sujet

Ce sujet se décompose de la façon suivante :

- un dossier de présentation et travail demandé (pages 1 à 24) ;
- des documents techniques (pages 25 à 39) ;
- des documents réponses (pages DR1 à DR6).

Borne de recharge rapide pour véhicule électrique



Au 1er janvier 2023, la France comptait 38,9 millions de voitures en circulation, toutes sources d'énergie confondues. Avec 882 531 unités atteintes, la part de voitures électriques semblait encore relativement modeste face à la prédominance des véhicules thermiques.

Cependant, on observe qu'en terme de croissance, la mobilité électrique est marquée par une évolution exponentielle sur ces dix dernières années. En 2010, seulement 102 véhicules électriques étaient en circulation. En 2020, ce chiffre avait grimpé à 296 897 unités et approche aujourd'hui le million.

Cette montée en puissance des véhicules électriques met en lumière le défi technologique associé au déploiement de bornes de recharge rapide. Alors que la France vise à atteindre 100 % de véhicules décarbonés d'ici 2035, l'installation de bornes de recharge rapide est cruciale pour soutenir cette transition en limitant l'impact sur le mode de vie des français. Cependant, cela nécessite une adaptation des infrastructures et des avancées technologiques majeures pour garantir des temps de recharge acceptables et une fiabilité optimale.

Le déploiement de bornes de recharge rapide présente plusieurs défis techniques. Il faut non seulement concevoir des bornes capables de recharger les véhicules à des vitesses élevées, mais aussi assurer une gestion efficace de l'énergie pour éviter les pics de demande et garantir une distribution équitable de l'électricité. L'interopérabilité entre les différents réseaux de recharge et la compatibilité avec les différents types de véhicules électriques constituent également des enjeux technologiques majeurs.

Pour répondre à ces défis, des progrès significatifs ont été réalisés dans le développement de bornes de recharge rapide. Des partenariats entre les constructeurs automobiles, les entreprises technologiques et les fournisseurs d'énergie ont été formés pour accélérer l'innovation dans ce domaine. Des investissements importants sont également réalisés dans la recherche et le développement de nouvelles technologies de recharge, telles que les batteries à charge ultra-rapide et les systèmes de gestion intelligente de l'énergie.

Il est clair que le déploiement réussi de bornes de recharge rapide est essentiel pour favoriser une adoption généralisée des véhicules électriques. En surmontant les défis technologiques associés, la France peut jouer un rôle de leader dans la transition vers une mobilité électrique durable et technologiquement avancée.

Le sujet est constitué de trois parties totalement indépendantes :

- Partie A – Initialisation et optimisation de la recharge rapide
- Partie B – Conception et gestion des convertisseurs PSFB (Phase-Shifted Full Bridge) au sein d'une borne de recharge rapide
- Partie C – Conception et analyse du dispositif de régulation énergétique.

PARTIE A : Initialisation et optimisation de la recharge rapide.

L'objectif de cette partie est d'appréhender le déroulement d'une charge rapide lors de la connexion sur la prise combo d'un véhicule, la gestion du courant de charge ainsi que l'optimisation des trajets longues distances.

Les principes généraux des systèmes de recharge sont exposés sur le DT1

A.1. Externalisation du chargeur

Les variables utilisées sont les suivantes :

- Valeur efficace de la tension simple du réseau : V [V]
- Valeur efficace du courant dans une phase du réseau : I [A]
- Energie utile de la batterie : E_u [kW·h]
- Temps de recharge de la batterie : T_{ch} [h]

Les chargeurs de batteries de véhicules électriques peuvent être internes ou externes au véhicule. Cette position sera conditionnée par plusieurs contraintes dont certaines évoquées dans ces deux premières questions.

Question 1 : À l'aide de l'extrait de la norme NF C15-100 du DT2 réglementant les installations électriques basse tension 230 V/400 V en France, donner l'expression en fonction de V et I de la puissance maximale P_{max} d'une borne de recharge domestique triphasée. Calculer sa la valeur numérique.

Question 2 : Le constructeur Peugeot de la e208 (voir DT3) affirme que la batterie initialement déchargée de son véhicule peut se charger totalement en moins d'1h16. Sans autre considération que l'énergie utile de la batterie, exprimer littéralement T_{ch} en fonction de E_u et P_{max} , puis montrer qu'une borne de recharge domestique ne peut pas satisfaire à ces exigences et que cela ne pourra se faire qu'avec une borne de recharge externe.

A.2 Dialogue de bas niveau

Le document technique DT4 indique les éléments qui interviennent lors de la connexion et le début des négociations entre le véhicule et la borne de recharge.

Lorsque l'utilisateur branche le connecteur CCS du chargeur rapide sur le véhicule, le connecteur est détecté par celui-ci grâce à la présence de la résistance R dans ce connecteur CCS. Cette résistance intervient aussi dans les prises de Type 2 AC pour indiquer le courant admissible par le câble suivant des valeurs différentes. Lorsque le véhicule a détecté la présence du connecteur un dispositif verrouille mécaniquement la connexion jusqu'à la fin de la recharge.

Le début du protocole de bas niveau permet d'indiquer au véhicule qu'il est branché sur une borne de recharge rapide en courant continu (DC).

Une alimentation symétrique $+V_{cc} / 0 / -V_{cc}$ (+12 V, 0 V, -12 V) est disponible dans la borne de recharge. Le modèle de la diode D est celui de la diode parfaite. Un oscillateur peut

Intervenir selon la position de S_1 . Cet oscillateur est à fréquence fixe, $f_{osc} = 1\text{ kHz}$ et avec un rapport cyclique $\alpha = 5\%$. La période du signal de cet oscillateur sera notée T .

Question 3 : Pour déterminer qu'un véhicule est branché ou non, la borne de recharge surveille le potentiel v_{CP} . Le commutateur S_1 est en position 0 et l'interrupteur S_2 est ouvert. Déterminer, côté borne de recharge, l'expression des potentiels de v_{CP} notés V_{CPA} dans le cas où le connecteur est débranché et V_{CPB} dans le cas où le véhicule vient d'être branché. Exprimer V_{CPA} et V_{CPB} en fonction, selon le cas, de V_{CC} , R_1 , et R_3 . Procéder ensuite à l'application numérique.

La station de recharge indique alors au véhicule qu'elle fonctionne en courant continu en plaçant le commutateur S_1 en position 1 et en fixant le rapport cyclique de l'oscillateur rectangulaire α à 5% ; $v_{CP}(t)$ évolue alors avec deux états stables V_{CPB} et V_{CPC} .

Une communication numérique en haute fréquence (PLC) par courants porteurs s'instaure alors entre le véhicule et la station de recharge. Le véhicule indique alors qu'il peut recevoir la charge en fermant S_2 . $v_{CP}(t)$ évolue alors avec deux états stables V_{CPD} et V_{CPC} .

Question 4 : Déterminer les expressions de V_{CPD} et V_{CPC} en fonction de V_{CC} , R_1 , R_2 et R_3 . Effectuer les applications numériques.

Question 5 : Tracer l'allure de $v_{CP}(t)$ sur le document réponse DR1.

Si l'utilisateur du véhicule décide d'interrompre la charge du véhicule depuis le tableau de bord ou si un défaut intervient au niveau de la batterie (température trop élevée, par exemple), le gestionnaire de charge du véhicule ouvre l'interrupteur S_2 . La station de charge doit détecter ce signal d'ouverture, l'état de S_2 est donc retranscrit sur une entrée Tout Ou Rien de l'automate de la station de charge.

La détection de l'ouverture de S_2 est effectuée côté chargeur rapide par le montage de la *Figure 1* :

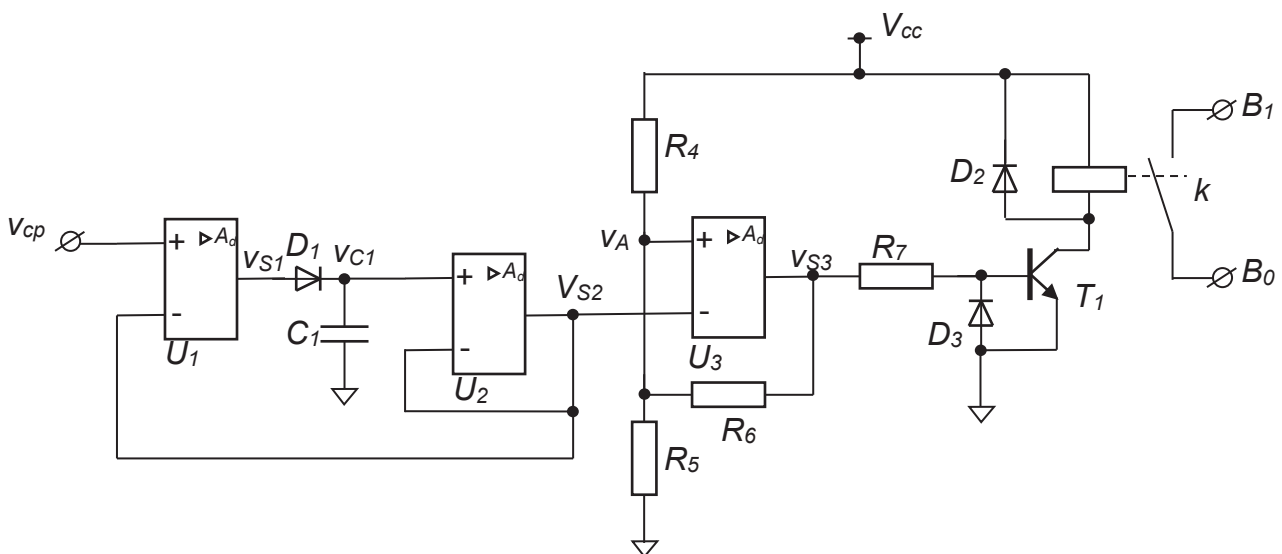


Figure 1- Détection de l'état de S_2

Hypothèses

- Les amplificateurs linéaires intégrés (ALI) U_1 , U_2 et U_3 sont alimentés par une alimentation symétrique $+V_{cc} / 0 / -V_{cc}$,
- le condensateur C_1 d'une valeur de 100 nF présente une résistance de perte $R_p = 100 \text{ k}\Omega$,
- les diodes sont supposées parfaites.
- Les courants au niveau des entrées inverseuses et non-inverseuses des ALI sont négligeables devant les autres courants présents dans le montage,
- Les tensions de saturation sont supposées égales aux tensions d'alimentation.
- Les sorties des ALI sont considérées comme des sources de tension parfaites.
- Le coefficient d'amplification différentiel Ad est supposé très grand devant celui de mode commun.

Question 6 : Indiquer la condition pour laquelle $V_{S2} = V_{C1}$.

Question 7 : Si la condition de la question précédente est remplie, indiquer la condition que doit respecter V_{cp} vis-à-vis de V_{C1} pour que la diode D_1 soit bloquée.

Question 8 : Montrer que le potentiel $V_{S2}(t)$ a la même valeur maximale que $V_{cp}(t)$ notée V_{S2max} et déterminer l'expression de ΔV_{S2} , l'amplitude de l'ondulation du signal $V_{S2}(t)$ en fonction de C_1 , R_p , α , T , V_{cc} et V_{S2max} , en tenant compte du fait que $R_p C_1 \gg T$. Effectuer l'application numérique pour les deux états de S_2 . Tracer le plus précisément possible l'évolution de $V_{S2}(t)$ sur le document réponse DR1 pour les deux états de S_2

Question 9 : Montrer qu'il existe deux valeurs particulières de la tension $V_{S2}(t)$ qui provoquent le changement d'état de l'interrupteur k. Donner l'expression de ces deux valeurs, V_{S2a} et V_{S2b} avec $V_{S2b} > V_{S2a}$ en fonction des résistances du montage et de V_{cc} .

Notations pour la suite : $V_{S2M} = \frac{V_{S2b} + V_{S2a}}{2}$; $\Delta V_{S2m} = V_{S2b} - V_{S2a}$

Question 10 : Déterminer les expressions de V_{S2M} et ΔV_{S2m} en fonction des résistances du montage, la valeur souhaitée de V_{S2M} étant de 6,3 V, sachant que $R_4 = 28 \text{ k}\Omega$ et $R_5 = 33 \text{ k}\Omega$. Choisir la valeur de R_6 puis déterminer la valeur numérique de ΔV_{S2m} . Conclure à partir des résultats de la Question 8 sur l'efficacité de la détection de l'état de l'interrupteur S_2 .

A.3 Prédétermination du temps de charge

Une fois que la négociation bas niveau est aboutie, le dialogue entre le véhicule et la borne de recharge se poursuit au travers d'une liaison par courants porteurs. Le véhicule échange avec la borne en permanence des datagrammes. Ces communications peuvent impliquer l'échange de différents types de messages pour gérer le processus de recharge de manière efficace et sécurisée.

Voici un aperçu général des types de messages couramment échangés lors de la recharge d'un véhicule électrique :

- identification et authentification : le véhicule peut envoyer un message pour s'identifier auprès de la borne de recharge. Cela peut inclure des informations telles que le numéro de série du véhicule, le certificat d'authentification...
- négociation du courant de charge : avant le début effectif de la recharge, le véhicule et la borne de recharge peuvent négocier un courant maximum sous lequel le

véhicule peut se charger. Cela dépend de la batterie du véhicule et de la borne de recharge ;

- état de charge (%SoC) : le véhicule informe la borne de recharge sur son état de charge ;
- contrôle de la charge : pendant le processus de recharge, des messages sont échangés pour surveiller et ajuster la charge en temps réel. Cela inclut des informations sur la tension de la batterie, la consigne de courant définie par le véhicule, la température de la batterie...
- fin de la charge : une fois la charge terminée, le véhicule et la borne de recharge peuvent échanger des messages pour confirmer l'achèvement de la charge et déclencher le processus de facturation.

Le vieillissement d'une batterie de voiture électrique est un processus naturel qui entraîne une diminution de sa capacité de stockage d'énergie au fil du temps. Ce vieillissement est caractérisé par un coefficient, %SoH (State of Health) qui est exprimé en pourcentage et représente la capacité de la batterie par rapport à sa capacité nominale initiale. Le %SoH est une donnée du véhicule estimée par un algorithme du système informatique du véhicule. Une gestion efficace du %SoH contribue à maximiser la durée de vie utile des batteries et à maintenir des performances optimales sur la durée. Plusieurs facteurs contribuent au vieillissement des batteries de véhicules électriques (Cycles de charge et de décharge, température, puissance de charge et de décharge élevés, état de charge extrême, qualité de la gestion thermique ...).

Les fabricants de véhicules électriques mettent en œuvre des stratégies de gestion de batterie pour minimiser le vieillissement prématuré. Cela inclut des systèmes de refroidissement ou de chauffage asservis et des algorithmes de gestion intelligente de la batterie. En définitive, c'est le logiciel du véhicule qui détermine en temps réel la puissance de charge P_c , ou selon le cas, le courant de charge I_{ch} en fonction du %SoC, du %SoH et de la température des éléments. Ce logiciel transmet en continu la charge qu'il souhaite au travers du protocole de communication par courants porteurs.

Une LUT (Look-Up-Table) est donc établie pour chaque type de véhicule. Des courbes résultant de ces tables de correspondances pour une température de 30°C sont présentées à titre d'exemple à la *Figure 2*.

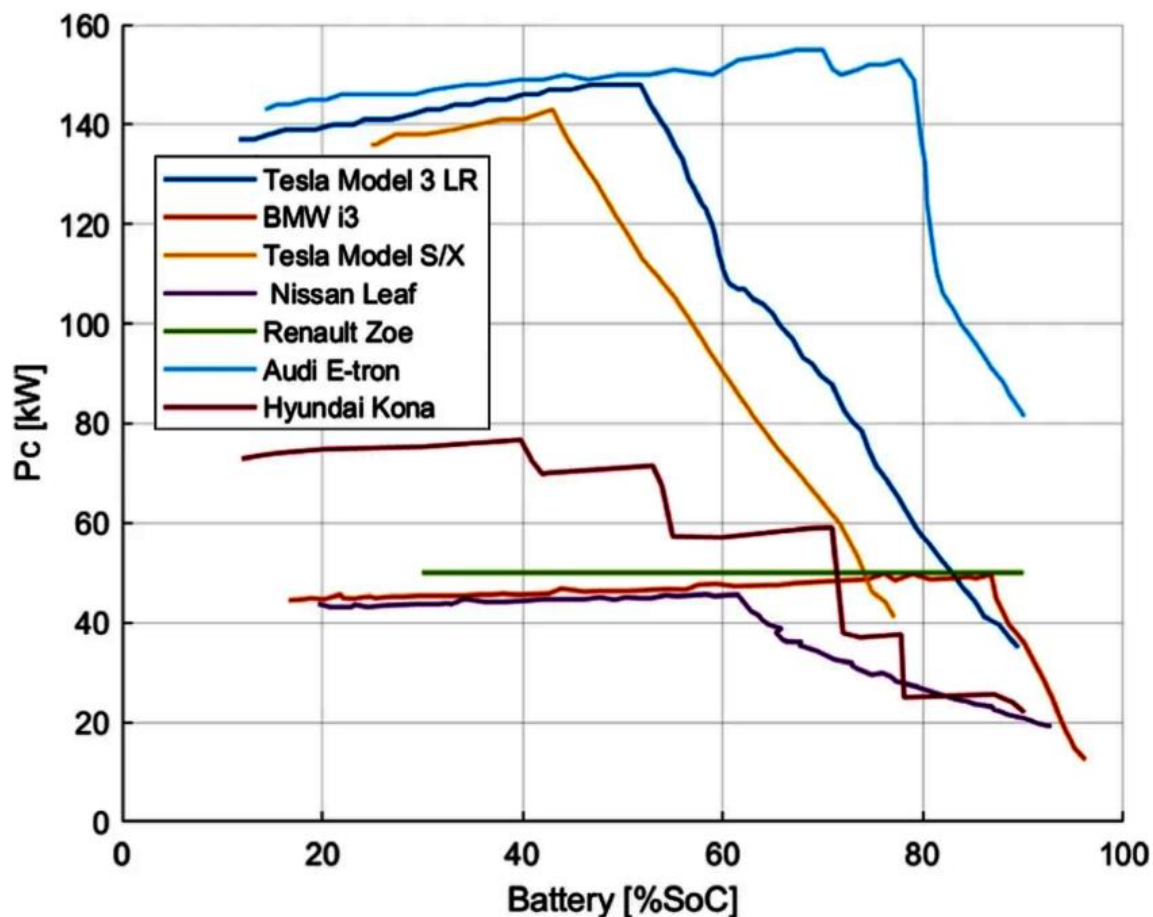


Figure 2 – Exemple de LUT, $P_c = f(\%SoC)$ (mesures depuis la borne de charge rapide)

Ces différents profils interviennent donc sur la durée de charge de la batterie pour passer d'un %SoC initial à un %SoC souhaité.

Afin d'optimiser les durées totales de trajet, il est nécessaire pour l'utilisateur de prédéterminer la durée qui permet de passer d'un état de charge à un autre. En effet, il n'est pas forcément judicieux de recharger complètement la batterie à chaque étape.

Les logiciels de planifications utilisent un algorithme dont le principe est retranscrit en Python à la Figure 3.

```

1 def Puissance_Chargeur (LUT, soc) -> float:
2     '''renvoie la puissance demandée pour un SOC donné '''
3     ## non développé ici
4     return P
5
6 def calcul_duree_charge(LUT, SoH, E, soc_debut, soc_fin) -> float:
7     '''Calcule le temps en seconde pour passer de SoC_debut à SoC_fin'''
8     nbp=500 # nombre de points, résolution de calcul
9     duree = 0 # exprimée en seconde
10    h = (soc_fin - soc_debut )/ nbp
11    for socx in range(nbp-1):
12        Pc = Puissance_Chargeur (LUT,soc_debut + socx * h)
13        ## à compléter
14
15        duree = ...
16
17
18    return duree
19
20 ## Programme principal
21 ## Constantes globales
22 E_neuve      = 50 # Energie utile de la batterie en kW.h lors de l'achat
23 SoH          = 0.95 # Etat de santé actuel de la batterie du véhicule
24 soc_init     = 0.20 # %SoC de départ en pourcentage
25 soc_final    = 0.80 # %SoC d'arrivée en pourcentage
26
27 duree_charge=calcul_duree_charge(LUT_puissance_e208,SoH,E,soc_init,soc_final)
28 print("Durée de charge prévue :", duree_charge /60, "min")

```

Figure 3 - algorithme partiel de calcul de durée de charge

Question 11 : Rédiger la ou les lignes de code python nécessaires au fonctionnement du programme (à partir de la ligne 15)

Le véhicule Tesla model 3 LR (long range) dispose d'un pack batterie de $E_u = 80$ kW·h sous 350 V nominal. La consigne de courant de charge, $I_{ch}(\%SoC)$, est établie par l'ordinateur de bord par l'algorithme suivant :

si $\%SoC < 10\%$ alors $I_{ch} = 32$ [A]
 si $10\% < \%SoC \leq 45\%$ alors $I_{ch} = 400$ [A]
 si $45\% < \%SoC \leq 95\%$ alors $I_{ch} = 731 - 736 \%SoC$ [A]
 si $\%SoC > 95\%$ alors $I_{ch} = 32$ [A]

Hypothèses

- Par mesure de simplification, lors de la charge, la tension de batterie $U_{bat} = 350$ V de ce véhicule est supposée constante.
- Le %SoH est de 100%
- La consommation moyenne sur autoroute 17kW·h / 100 km

Notations

- $P_c(\%SoC)$: puissance de charge exprimée en kW.
- $dSoC$: élément différentiel représentant une petite variation de l'état de charge en J.

Question 12 : Représenter l'évolution de $I_{ch} = f(\%SoC)$ sur le DR2.

Question 13 : Déterminer l'expression de $Tc(\%SoC)$ en fonction de $\%SoC$, $dSoC$, E_u et $Pc(\%SoC)$, $Tc(\%SoC)$ représentant l'élément de durée en seconde, permettant d'élever la charge de la batterie de $dSoC$.

Question 14 : En posant une ou plusieurs intégrales, déterminer alors l'expression du temps $TDC_{20 \rightarrow 80}$ nécessaire en secondes pour charger ce véhicule d'un SoC de 20 % à 80 %, Puis de 80 % à 100 %, $TDC_{80 \rightarrow 100}$. Déterminer alors la valeur numérique en minutes.

Question 15 : Pour le même véhicule déterminer le temps de charge $TDC_{20 \rightarrow 80}$ sur une borne limitée à 50 kW. Représenter sur le DR2 la courbe $I_{ch} = f(\%SoC)$ que le véhicule indique à la borne.

Question 16 : Déterminer le nombre de km équivalent autoroute correspondant à une recharge de 20 à 80 %. Conclure sur les méthodes de planification nécessaires pour l'utilisation de bornes de charges rapides lors d'un trajet.

PARTIE B : Conception et gestion des convertisseurs de puissance modulaires au sein d'une borne de recharge rapide

L'objectif de cette partie est de concevoir partiellement la structure interne de la borne de recharge et plus particulièrement la structure de puissance d'un rack convertisseur PSFB (Phase-Shift Full Bridge) considéré en régime permanent.

Le principe et les caractéristiques d'une borne de recharge rapide dynamique pour deux véhicules sont décrits sur le DT5. Le DT6 reprend les caractéristiques de quelques véhicules électriques. Cette borne, pleinement équipée, comprend 15 modules (power converter) de 20 kW qui peuvent être attribués à l'un ou l'autre des connecteurs CCS par l'intermédiaire d'une matrice de commutation.

Question 17 : Déterminer le nombre minimum de modules N_{m1} que la borne doit relier au *connecteur 1* lorsque celui-ci est branché sur une Hyundai Ioniq 6 qui dispose d'une batterie sous tension nominale et accepte son courant de charge maximum. Calculer alors la consigne de courant I_{chm1} identique pour chacun de ces modules.

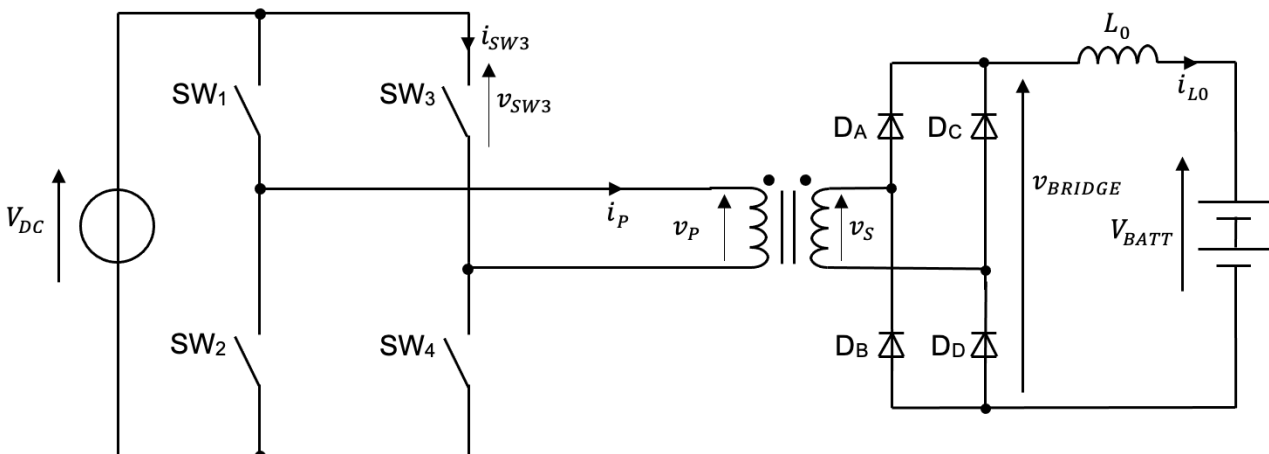
Ce premier véhicule étant toujours dans les mêmes conditions de charge, un deuxième véhicule vient se brancher au *connecteur 2*. Les modules sont alors répartis au prorata des puissances de charge demandées dans la limite de la puissance totale de la borne et de chacun des modules.

Question 18 : Déterminer le nombre de modules N_{m1} et N_{m2} et leurs répartitions par connecteur si le véhicule du *connecteur 2* est une Audi E-Tron 55 qui demande son courant de charge maximum sous tension de batterie nominale. Déterminer les consignes I_{chm1} et I_{chm2}

Une sonde de température est incluse dans chacun des modules et l'information de température est transmise sur le bus CAN de la borne. Si l'automate détecte une température supérieure à 50°C pour l'un des modules celui-ci est désactivé, la borne fonctionne alors en mode dégradé.

Question 19 : Que deviennent alors la répartition des modules et les valeurs de consignes dans la situation de la question précédente si trois modules sont mis hors service ? Conclure sur les avantages et inconvénients de cette conception modulaire.

La structure de base du convertisseur PSFB d'un module est décrite ci-dessous :



Les variables utilisées sont les suivantes :

- nombre de spires respectivement au primaire et au secondaire du transformateur : N_1 et N_2
- rapport de transformation du transformateur : $k = \frac{N_2}{N_1} = 2$
- puissance demandée par la batterie : $P_{BATT} = 20$ kW.
- tension supposée constante aux bornes de la batterie : $V_{BATT} = 400$ V
- tension supposée constante en entrée : $V_{DC} = 800$ V
- temps de décalage des commandes des interrupteurs SW1 et SW3 (ou SW2 et SW4) en secondes : ϕ
- fréquence de commutation des interrupteurs : $f_{PSFB} = \frac{1}{T_{PSFB}} = 50$ kHz
- courant moyen dans l'inductance L_0 : I_{LOmoy}
- ondulation crête à crête de courant dans l'inductance L_0 : Δi_{L0}
- transformateur parfait dans la partie B.1 (sans pertes, ni fuites magnétiques, sans courant magnétisant significatif)
- inductance de fuite du transformateur prise en compte dans la partie B.2 : $L_R = 5$ μ H
- temps de montée du courant à la fermeture de l'interrupteur SW3 : $t_{r SW3}$

Les diodes sont considérées idéales.

Le courant dans L_0 ne s'annule jamais.

Les interrupteurs sont bidirectionnels, commandés de façon complémentaire dans un même bras de pont et considérés idéaux dans la partie B.1.

Les commandes de SW₁ et SW₃ sont données dans le document réponse DR3

B.1 Détermination et conception de l'inductance L_0

Question 20 : Indiquer dans le tableau 1 du document réponse DR3 les états (ON / OFF) des interrupteurs SW₂ et SW₄ et des diodes D_A/D_D et D_B/D_C ainsi que les expressions littérales des tensions v_P , v_S et v_{BRIDGE} en fonction de V_{DC} et k . La continuité de courant dans l'inductance L_0 impose aux 4 diodes de conduire simultanément à deux reprises sur une période T_{PSFB} .

Question 21 : En exprimant tout d'abord la fréquence f_L des signaux dans l'inductance en fonction de f_{PSFB} exprimer la valeur moyenne de la tension v_{BRIDGE} , en fonction de ϕ , k , f_{PSFB} et V_{DC} .

Question 22 : Le convertisseur fonctionnant en régime permanent, en déduire la relation entre V_{BATT} et ϕ , k , F_{PSFB} et V_{DC} , puis la valeur numérique de ϕ .

Question 23 : Exprimer I_{LOmoy} en fonction de V_{BATT} et P_{BATT} , puis Δi_{L0} en fonction de k , V_{DC} , V_{BATT} , L_0 et ϕ ,

Question 24 : Déduire de la question précédente la valeur de L_0 de manière à ce que l'ondulation crête à crête de courant soit égale à 10% de I_{LOmoy} pour la valeur de ϕ calculée question 22.

Question 25 : Compléter le document réponse DR6 en traçant le courant i_{SW3} et la tension v_{SW3} pour une ondulation de courant Δi_{L0} dans l'inductance L_0 égale à 5 A et une valeur de ϕ de 2,5 μ s

L'inductance est réalisée à partir de 2 circuits magnétiques toriques OC-520060-2 empilés (méthode dite de « stacking »). La documentation de l'un de ces deux tores fabriqués par

Micrometals est fournie dans la DT7. Le courant dimensionnant de l'inductance est fixé à $I_{L0 moy} = 50 \text{ A}$.

Question 26 : A partir de la valeur de L_0 déterminée précédemment, calculer l'énergie moyenne $W_{L moy}$ stockée dans l'inductance puis celle $W_{T moy}$ dans un seul tore. Grâce à la documentation technique, en déduire le nombre de spires N nécessaire à l'inductance.

Question 27 : La densité de flux AC maximum B_{PK} (en Gauss) est donnée par l'équation :

$$B_{PK} = \frac{L_0 \cdot \Delta i_{L0} \cdot 10^8}{2 \cdot A_e \cdot N} \text{ avec } A_e \text{ l'aire effective du circuit magnétique complet, en } cm^2.$$

En considérant la fréquence du courant dans l'inductance et à l'aide de la documentation technique, déterminer les pertes fer p_f dans le circuit magnétique complet de cette inductance.

Question 28 : Le bobinage de l'inductance est réalisé avec du fil multibrins (fil de Litz) constitué de brins isolés les uns des autres de manière à s'affranchir de l'effet de peau. L'inductance est bobinée avec 12 fils multibrins en parallèle dont la densité de courant ne doit pas dépasser $2,5 \text{ A/mm}^2$ pour des raisons thermiques non traitées ici. La résistance d'une spire réalisée par un fil s'exprime par l'équation $R_{spire \text{ fil}} = \frac{3,76 \cdot 10^{-9}}{S}$ avec S = section d'un fil en m^2 .

La section des fils disponibles est donnée ci-dessous.

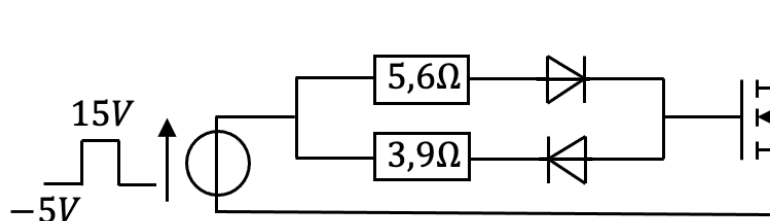
AWG	22	20	18	16	14	12	10	8	6	4
S (mm^2)	0,33	0,52	0,82	1,31	2,1	3,31	5,26	8,37	13,3	21

Choisir l'AWG du fil, calculer la résistance R_w et les pertes p_w du bobinage complet sans tenir compte de l'ondulation de courant. Indiquer à quel pourcentage de puissance utile cela correspond t'il.

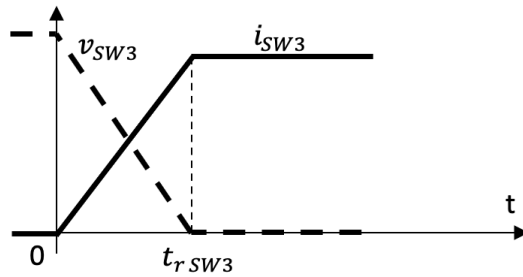
B.2 Réduction des pertes par commutation à la fermeture

La documentation du pont complet F4-15MR12W2M1_B76 utilisé au primaire est donnée dans la documentation technique DT8. Ne pas tenir compte des valeurs de C_{ISS} et C_{RSS} des MOSFET ; le convertisseur fonctionne à 25°C .

Les interrupteurs commandés sont des MOSFET dont la commande simplifiée est la suivante :



Lors de la commutation à la fermeture de l'interrupteur SW_3 , les évolutions de i_{SW3} et v_{SW3} sont considérées linéaires et simultanées comme l'indique le tracé ci-après.



Question 29 : En considérant que les temps de commutation sont proportionnels à la tension et au courant commutés et que la température de jonction est de 125°C , et en utilisant le DT8, calculer la durée de commutation à la fermeture $t_{r,SW3}$ et en déduire la valeur des pertes instantanées maximums $p_{SW3,MAX}$ lors de cette commutation.

De manière à limiter ce problème de pertes instantanées à la fermeture des interrupteurs du primaire, un temps mort est imposé entre les commandes des transistors du même bras de pont et la conception du convertisseur PSFB conduit à la structure quasi-résonante ZVS (Zero Voltage Switching) de la *Figure 4*, intégrant les condensateurs C_{OSS} des MOSFET et L_R , l'inductance de fuite au primaire du transformateur égale à $5\mu\text{H}$. Afin que la commutation des transistors puisse se faire à tension nulle, le temps mort entre les commandes des transistors d'un même bras devra être adapté aux caractéristiques du circuit résonant.

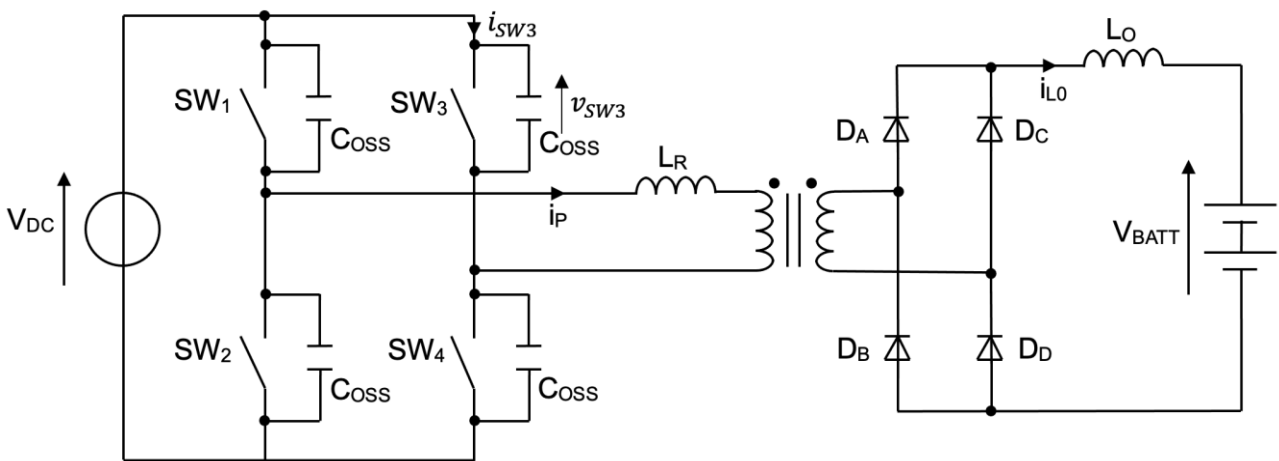
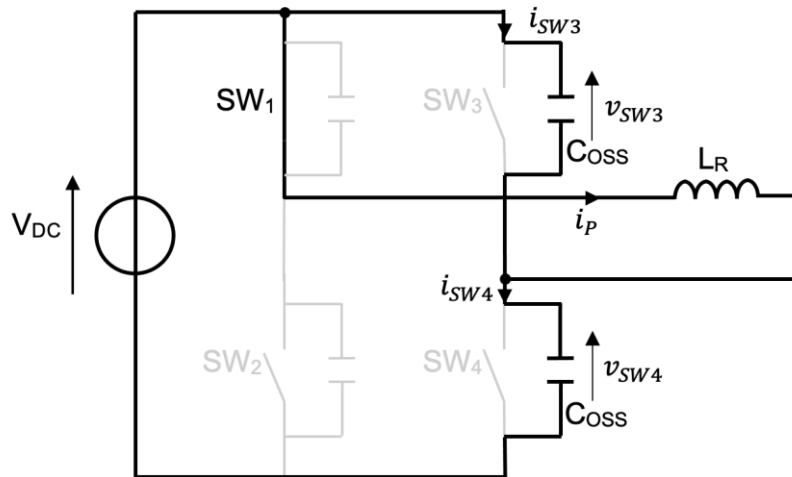


Figure 4 : Structure du PSFB quasi-résonant

Les composants parcourus par un courant lors de la fermeture de SW3 sont indiqués en traits gras ci-après :



Question 30 : Déterminer l'expression littérale de l'équation différentielle du second ordre donnant l'évolution de v_{SW3} et faisant apparaître C_{OSS} et L_R . Identifier la pulsation propre ω_0 en fonction de C_{OSS} et L_R .

Question 31 : A partir de l'équation caractéristique de l'équation différentielle et de la pulsation ω_0 , montrer que l'expression temporelle de v_{SW3} est sous la forme $v_{SW3} = \lambda \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \mu \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$ L'origine des temps est fixée au début de cette phase d'amorçage. Les conditions initiales physiques sont $v_{SW3}(0) = V_{DC}$ et $i_p(0) = I_0$. Exprimer les coefficients λ et μ en fonction de L_R et C_{OSS} , V_{DC} et I_0 ; calculer leurs valeurs numériques, en déduire le temps mort minimal t_{DTmin} que la conception de la commande devra respecter entre l'ouverture de SW4 et la fermeture de SW3 de manière ce que la commutation s'effectue en ZVS.

Données : $I_0 = 100 \text{ A}$, $V_{DC} = 800 \text{ V}$; $L_R = 5 \mu\text{H}$ et C_{OSS} indiqué sur le DT8.

Question 32 : L'inductance de fuite du transformateur est utilisée pour réaliser la résonance. Indiquer en quoi le fonctionnement ZVS peut être intéressant pour la conception de ce convertisseur.

Partie C – Conception du dispositif de régulation énergétique

L'objectif de cette partie est de concevoir le dispositif permettant de réguler la consommation d'énergie électrique de la borne en ajustant dynamiquement la tension et le courant, pour optimiser le facteur de puissance et réduire les pertes d'énergie.

Le schéma structurel de distribution unifilaire d'une station de recharge autoroutière est donné sur le DT9. Cette station comporte 8 bornes de recharges (2 véhicules peuvent venir se connecter à chaque borne).

L'étage d'entrée des bornes est constitué d'un convertisseur AFE (Active Front End - Entrée Frontale Active) : il s'agit d'un redresseur triphasé commandé en PFC (Power Factor Correction - Correction du Facteur de Puissance) de sorte que la borne ne consomme pas de puissance réactive.

C.1 Dimensionnement des câbles de raccordement des bornes au réseau

Question 33 : Calculer la valeur efficace du courant I_B circulant sur chaque phase d'alimentation d'une borne lorsqu'elle absorbe sa puissance maximum.

Les modes de pose et contraintes liées à l'infrastructure (câbles mono-conducteurs dans des conduits enterrés, humidité du sol, température, ...) imposent un facteur de correction $K = 0,78$ s'appliquant pour surdimensionner le câble.

Question 34 : Sachant que chaque phase est constituée de deux conducteurs cuivrés XLPE mis en parallèle l'un sur l'autre, déterminer la section des conducteurs de chaque phase de ce câble triphasé, en utilisant le DT10.

Le schéma équivalent par phase de ce raccordement est décrit à la Figure 4.

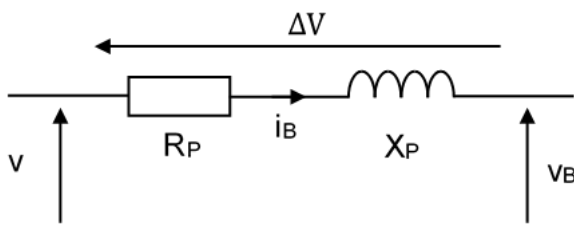


Figure 4 – Schéma équivalent de raccordement pour une phase

Données :

- Résistivité du cuivre : $\rho = 2,35 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$
- Longueur du conducteur : $L = 20 m$
- Réactance linéique : $X = 0,09 m\Omega \cdot m^{-1}$
- Déphasage entre le courant I_B dans la borne et la tension simple V_B d'alimentation de la borne : φ
- Chute de tension par phase : $\Delta V = I_B \cdot [R_p \cdot \cos \varphi + X \cdot \sin \varphi]$
- Chute de tension par phase en % : $\Delta V_{\%} = 100 \cdot \frac{\Delta V}{V}$

Question 35 : Sachant que l'étage d'entrée de la borne est piloté par un PFC (Correcteur de Facteur de puissance), déterminer la valeur de la chute de tension par phase en %. Comparer cette valeur avec celle donnée dans le tableau du DT11.

C.2 Qualité de l'énergie – caractérisation du convertisseur statique

L'un des types de convertisseurs AFE pouvant être utilisé dans les bornes de recharge peut-être un redresseur PD3 connecté au réseau triphasé équilibré et dont la charge est une source de courant parfaite consommant un courant I_0 . La structure de ce redresseur est définie à la *Figure 5*. Le pont représenté est alimenté par un système triphasé équilibré direct de fréquence 50 Hz dont les tensions composées ont une valeur efficace de 400 V. Le courant redressé I_0 est supposé parfaitement lissé, tous les éléments composant le montage sont supposés parfaits.

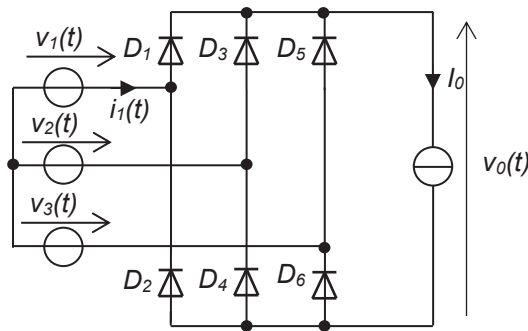


Figure 5 - Redresseur

Notations :

- ω pulsation du réseau
- $\theta = \omega t$ phase instantanée
- p est la variable de Laplace (égale à $j\omega$ en régime harmonique)

Question 36 : Compléter la frise du DR5 pour indiquer les diodes en conduction en fonction de la phase instantanée θ puis représenter sur le DR5 la tension $v_0(\theta)$ ainsi que le courant $i_1(\theta)$. θ est la phase instantanée des tensions sinusoïdales du réseau.

Question 37 : Déterminer l'expression de la valeur efficace de i_1 , notée I_{1eff} en fonction de I_0 .

Question 38 : Montrer en déterminant l'expression des I_{1k} qu'en choisissant judicieusement l'origine des temps, le courant $i_1(t)$ peut s'écrire :

$$i_1(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} I_{1k} \sqrt{2} \sin((2k+1)\omega t)$$

L'expression du taux de distorsion harmonique du signal est ici définie par

$$THD_F = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{+\infty} I_{1k}^2}}{I_{1eff}}$$

Question 39 : Déterminer alors l'expression de THD_F . Effectuer l'application numérique.

La norme IEEE 519 définit notamment les limites des harmoniques de courant admissibles dans les réseaux de distribution de tension nominale comprise entre 120V et 69 kV.

Le tableau ci-après est un extrait de cette norme indiquant la distorsion maximum apportée par un harmonique de courant selon son rang pour les rangs impairs en pourcentage du courant nominal efficace total. Les harmoniques de rangs pairs sont limités à 25% des limites des harmoniques de rangs impairs.

Rang impair	$2k+1 < 11$	$11 \leq 2k+1 < 17$	$17 \leq 2k+1 < 23$	$23 \leq 2k+1 < 35$	$35 \leq 2k+1$
Contribution %	4	2	1,5	0,6	0,3

Question 40 : Montrer par calcul que, ne serait-ce que du fait des harmoniques de rang 5 et 7, le montage PD3 ne respecte pas la norme IEEE 519.

C.3 Qualité de l'énergie – conception du dispositif de compensation

Pour compenser l'absorption par le redresseur PD3 de composantes harmoniques, un filtre actif basé sur un pont triphasé à transistors est mis en place. Le principe est donné Figure 6.

Il est admis que le pont redresseur triphasé, lorsque son bus continu est à une tension V_{DC} donnée, est capable de générer 3 tensions simples (v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}) dont les amplitudes sont réglables entre 0 et $V_{DC}/\sqrt{3}$ sans création d'harmoniques à basses fréquences (c.-à-d. des multiples de rangs faibles de la fréquence modulante). Aucun fonctionnement en surmodulation et en particulier le fonctionnement en pleine onde n'est autorisé.

Pour le contrôle de cette tension V_{DC} , dans un premier temps, les courants d'entrée du filtre actif (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}) sont pilotés en phase avec les tensions « réseau » (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}).

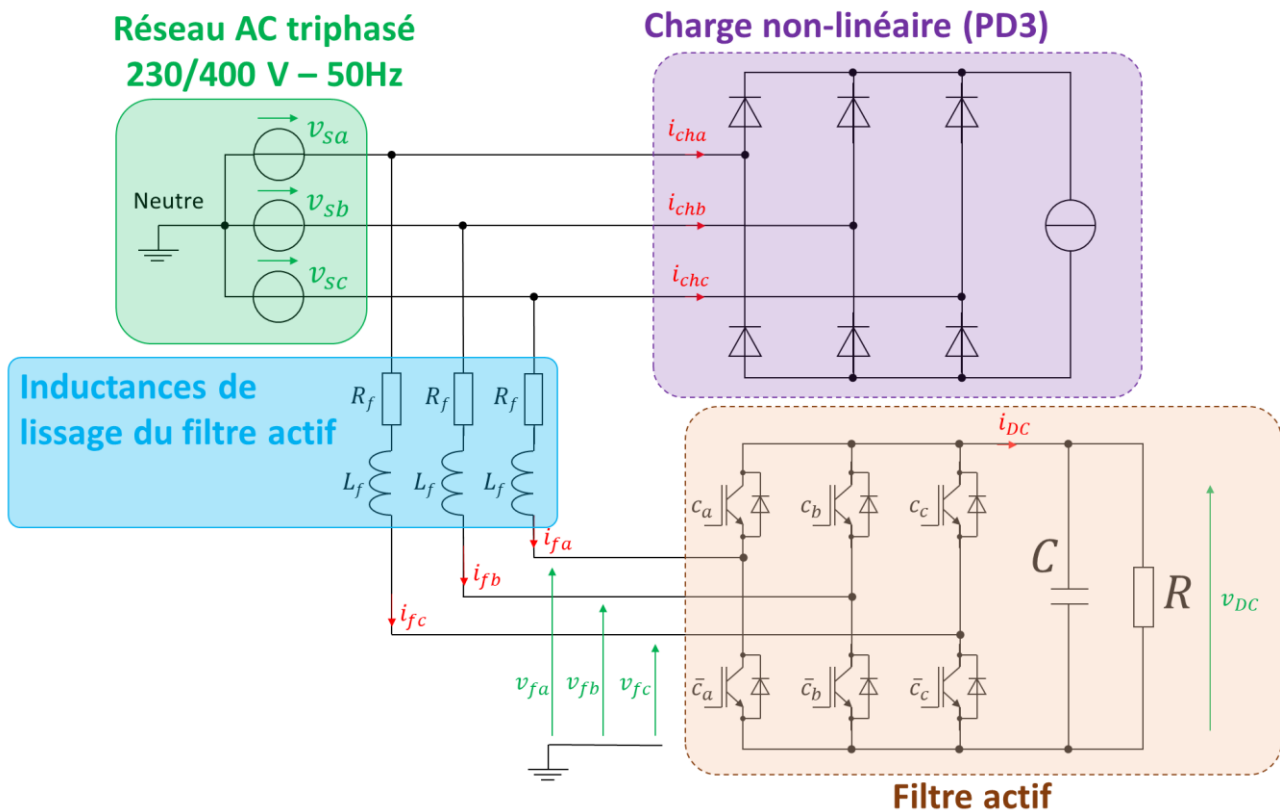


Figure 6 - Vue d'ensemble avec le pont triphasé utilisé comme filtre actif

Les composantes « basses fréquences » des tensions (v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}) sont ici considérées parfaitement sinusoïdales de valeur efficace V_f . Les consignes des courants (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}) de valeur efficace I_f sont supposées parfaitement suivies (pas d'ondulations HF dues au découpage et adaptation instantanée des courants réels aux consignes).

Question 41 : Déterminer l'expression de la puissance instantanée $p(t)$ en fonction de V_f et I_f du côté triphasé et en déduire l'expression du courant $i_{DC}(t)$ pour une tension $v_{DC}(t)$ constante (notée V_{DC}) pour un convertisseur idéal (c.-à-d. sans perte dans les interrupteurs).

Question 42 : La commande du convertisseur permet d'ajuster la valeur efficace V_f des tensions simples du côté réseau à partir de la tension V_{ac} à l'aide d'un gain réglable que nous noterons K_V . Donner l'expression du gain en courant $K_I = I_{ac}/I_f$ en fonction de K_V .

Question 43 : Pour le modèle proposé à la *Figure 6*, déterminer la fonction de transfert $H_{DC}(p) = V_{DC}(p) / \hat{I}_f(p)$ reliant la tension de bus continu $V_{DC}(p)$ à la consigne d'amplitude $\hat{I}_f(p)$ des courants alternatifs (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}) en fonction de R , C et K_V .

Pour la suite :

- $C = 470 \mu F$
- $R = 100 k\Omega$ (modélisant les pertes globales dans le filtre actif).

Le point de fonctionnement considéré a amené au choix d'une tension $V_{DC} = 650V$ pour une valeur efficace V_f des tensions (v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}) de $230V$. Déterminer numériquement les paramètres de la fonction de transfert $H_{DC}(p)$ et en particulier sa ou ses différentes pulsations de cassure. Tracer le diagramme de Bode asymptotique sur le DR4. Déterminer I_f permettant d'obtenir ce point de fonctionnement en régime établi.

Question 44 : Proposer un schéma bloc de régulation de la tension V_{DC} à $650V$ à l'aide d'un correcteur PI dont la fonction de transfert s'exprime sous la forme :

$$C_V(p) = K_{PV} \frac{1 + T_{IV}p}{T_{IV}p}$$

Déterminer les expressions (en fonction de R , C et K_V) et valeurs numériques des paramètres K_{PV} et T_{IV} de ce correcteur permettant de compenser le pôle de la fonction de transfert $H_{DC}(p)$ et d'obtenir une constante de temps en boucle fermée 10 fois plus petite que celle de $H_{DC}(p)$ (c.-à-d. en boucle ouverte).

Une fois la régulation de la tension V_{DC} établie, l'objectif est d'assurer la fonction de filtrage souhaitée, à savoir compenser les harmoniques absorbés par le pont PD3 placé en dérivation.

La consigne d'amplitude des courants (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}) doit en fait se répercuter sur une boucle de régulation de ces courants. Il s'agit ici de concevoir cette boucle de régulation.

Pour la suite, la tension v_{fx} est considérée comme l'entrée de contrôle du système tandis que v_{sx} est une entrée de perturbation. Le courant i_{fx} est, quant à lui, la grandeur à contrôler.

Question 45 : En admettant que l'onduleur associé à son contrôleur MLI est capable de reproduire parfaitement à basse fréquence une tension v_{fx} ($x = a, b$ ou c) de consigne pour chacune des phases, établir un schéma électrique par phase du circuit et compléter le schéma-blocs du système proposé sur le DR4 en fonction de R_f et L_f .

Pour la suite : Les bobines réelles du filtre sont modélisées par

- une inductance propre $L_f = 100 \mu H$,
- une résistance série $R_f = 1 m\Omega$.

Question 46 : Un correcteur proportionnel est utilisé pour asservir les courants i_{fx} à leur consigne sinusoïdale. Déterminer le paramètre de ce correcteur pour assurer une bande passante en boucle fermée de 1 kHz. Pour cela, la bande passante en boucle fermée est considérée égale à la fréquence de transition en boucle ouverte (c.-à-d. la fréquence pour laquelle le gain en boucle ouverte est de 0 dB).

Question 47 : Calculer les déphasages introduits par cet asservissement sur les courants (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}) pour les fréquences de 50 Hz, 250 Hz et 350 Hz. Conclure sur l'efficacité d'une telle solution pour assurer la fonction de filtrage actif (sans prendre en compte l'effet de l'entrée de perturbation v_{sx}).

Une alternative consiste à réaliser ce contrôle à l'aide d'un DSP (Digital Signal Processor) utilisant une transformation de Park (Clarke + Rotation).

La transformation de Clarke (en absence de composante homopolaire) se définit :

$$[\mathbf{x}_3] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [\mathbf{C}_{32}] \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [\mathbf{C}_{32}] \cdot [\mathbf{x}_{\alpha\beta}]$$

où

$$[\mathbf{C}_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

et $[\mathbf{x}_{\alpha\beta}]$ est un vecteur diphasé équivalent à $[\mathbf{x}_3]$ exprimé dans le repère stationnaire (α, β) .

La matrice $[\mathbf{C}_{32}]$ présente une propriété utile :

$$[\mathbf{C}_{32}] \cdot [\mathbf{C}_{32}]^t = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{C}_{32}]^t$ représente la transposée de $[\mathbf{C}_{32}]$.

La rotation dans le plan diphasé caractéristique complète la transformation de Park à l'aide de la matrice $[\mathbf{P}(\xi)]$:

$$[\mathbf{x}_{\alpha\beta}] = [\mathbf{P}(\xi)] \cdot [\mathbf{x}_{dq}]$$

avec

$$[\mathbf{P}(\xi)] = \begin{bmatrix} \cos \xi & -\sin \xi \\ \sin \xi & \cos \xi \end{bmatrix}$$

où $[\mathbf{x}_{dq}]$ est le vecteur diphasé équivalent à $[\mathbf{x}_{\alpha\beta}]$ dans le repère de Park (d, q) en rotation d'un angle ξ par rapport au repère stationnaire initial (α, β) .

Une propriété remarquable de la matrice de Park est la suivante :

$$[\mathbf{P}(\xi)]^{-1} = [\mathbf{P}(\xi)]^t = [\mathbf{P}(-\xi)]$$

Question 48 : Soit un système triphasé équilibré direct $[x_3] = [x_a \ x_b \ x_c]^t$ de 3 sinusoïdes d'amplitude \hat{X} et de pulsation ω_0 :

$$\begin{aligned}x_a(t) &= \hat{X} \cdot \cos(\omega_0 t) \\x_b(t) &= \hat{X} \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\x_c(t) &= \hat{X} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}$$

Ecrire la factorisation de ce vecteur sous la forme $[x_3] = [C_{32}] \cdot [x_{\alpha\beta}]$ puis $[x_3] = [C_{32}] \cdot [P(\omega_0 t)] \cdot [x_{dq}]$ en explicitant pour ces deux formes les vecteurs $[x_{\alpha\beta}]$ et $[x_{dq}]$.

Pour la suite, ces vecteurs sont transcrits en complexe, nommés phaseurs. $\underline{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + j \cdot x_\beta$ et $\underline{x}_{dq} = x_d + j \cdot x_q$.

Question 49 : Expliciter le lien $\underline{r}(t)$ entre les deux phaseurs $\underline{x}_{\alpha\beta}(t) = \underline{r}(t) \cdot \underline{x}_{dq}(t)$ puis donner la relation entre leur transformées de Fourier notées respectivement $\underline{X}_{\alpha\beta}(\omega)$ et $\underline{X}_{dq}(\omega)$. Indiquer l'effet dans le domaine fréquentiel de l'opérateur $\underline{r}(t)$ sachant que cette opération est similaire à la modulation d'amplitude (en quadrature) en électronique.

Pour la suite, les correcteurs PI sont mis en équation avec la fonction de transfert générique suivante :

$$C_{PI}(p) = K_P \cdot \frac{1 + T_I \cdot p}{T_I \cdot p}$$

Il s'agit « d'encapsuler » deux correcteurs PI dans une structure de contrôle mettant en œuvre une transformation de Park pour l'asservissement des courants d'entrée du filtre actif. Le principe est décrit à la *Figure 7*.

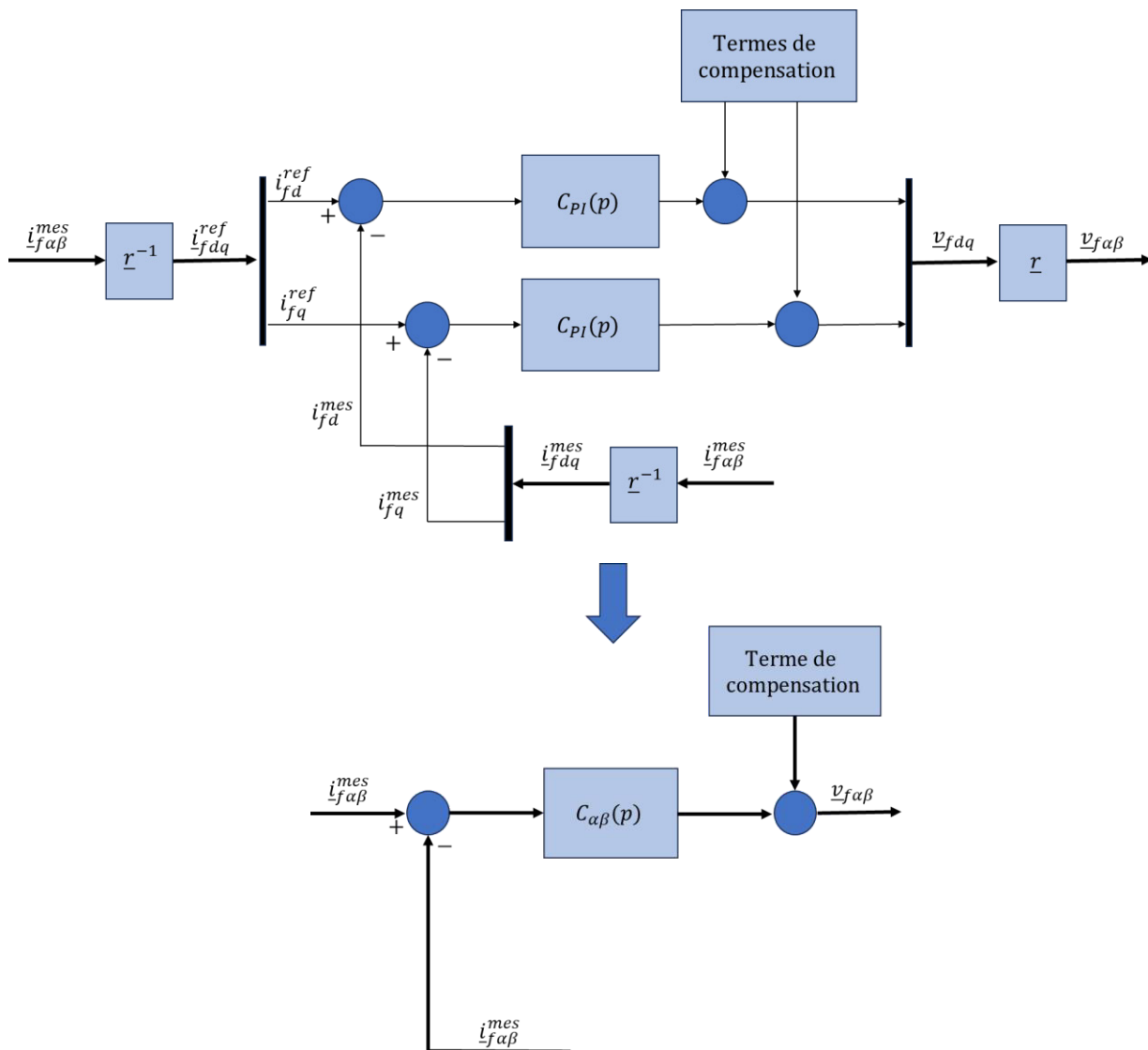


Figure 7 - Contrôleur PI encapsulé dans repère tournant de Park

Question 50 : D'après le résultat établi à la question 49, exprimer la fonction de transfert $C_{\alpha\beta}(j\omega)$ en fonction de $C_{PI}(j\omega)$ et de la vitesse angulaire ω_0 du repère de Park. Quelle est la valeur du gain de ce correcteur à la pulsation ω_0 et conclure sur la capacité de l'asservissement à suivre une sinusoïde à cette même pulsation.

Question 51 : En mettant en œuvre plusieurs correcteurs tels que celui proposé précédemment, chacun calé sur un harmonique réseau (5, 7, 11, etc...), préciser ce qui est effectué dans les blocs 1 et 2 de la Figure 8 ainsi que le principe général de fonctionnement du système (notamment les blocs « FFT »).

Question 52 : Pour conclure, quelles évolutions du dispositif de contrôle présenté à la Figure 8 peuvent être proposées en vue de l'amélioration du facteur de puissance de l'installation ?

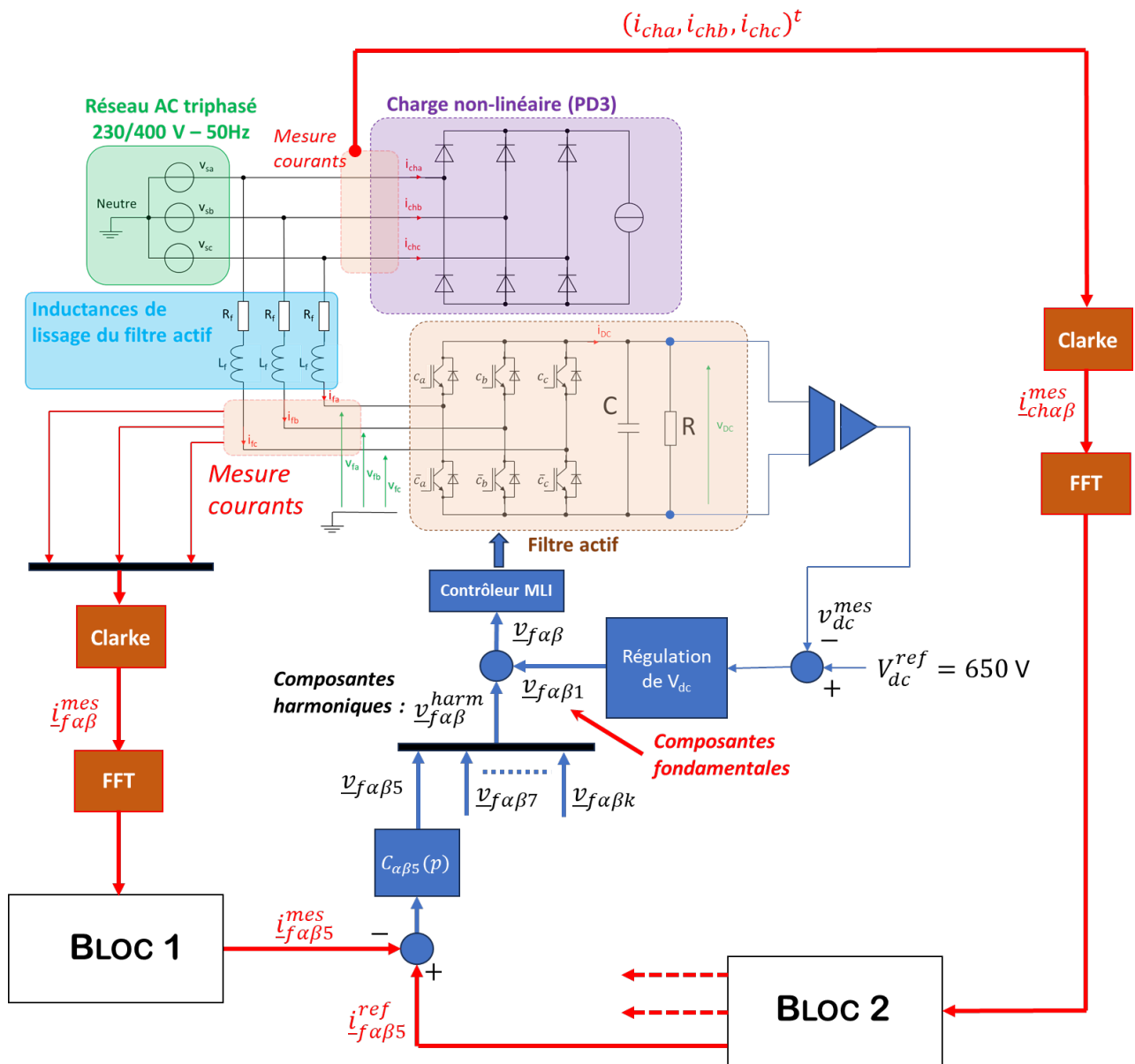


Figure 8 - Vue d'ensemble de la commande du filtre actif

Synthèse

Question 53 : Conclure pour l'ensemble du sujet sur les améliorations technologiques qui pourraient être apportée à ce type de borne de recharge rapide.

DOCUMENTS TECHNIQUES

- DT1** Documentation à destination de l'utilisateur
- DT2** Norme NF C 15-100
- DT3** Documentation Peugeot
- DT4** Connecteur CCS et dialogue de bas niveau
- DT5** Borne de recharge 300 kW – Système dynamique (High Flex)
- DT6** Caractéristiques de quelques véhicules
- DT7** Circuit magnétique
- DT8** F4-15MR12W2M1_B76
- DT9** Schéma unifilaire de distribution d'une station de recharge
- DT10** Extraits de la norme CEI 60364-5-52
- DT11** Chute de tension par phase

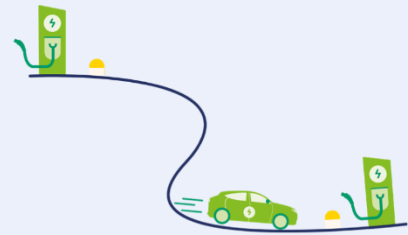
3 SOLUTIONS DE RECHARGE :



Recharge quotidienne
au domicile, au travail
ou en voirie



Recharge à destination
ponctuelle sur les lieux de :
centre-ville, zone commerciale...



Recharge longue distance
ponctuelle ayant lieu
lors de longs trajets

2 TYPES DE COURANT :

Le courant alternatif (AC)



pour la
recharge normale

Le courant continu (DC)

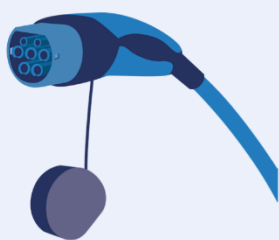


pour la
recharge rapide

4 TYPES DE PRISES :

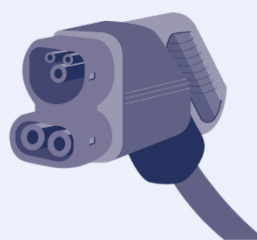


Prise domestique



Prise Type 2

pour la recharge normale (AC)



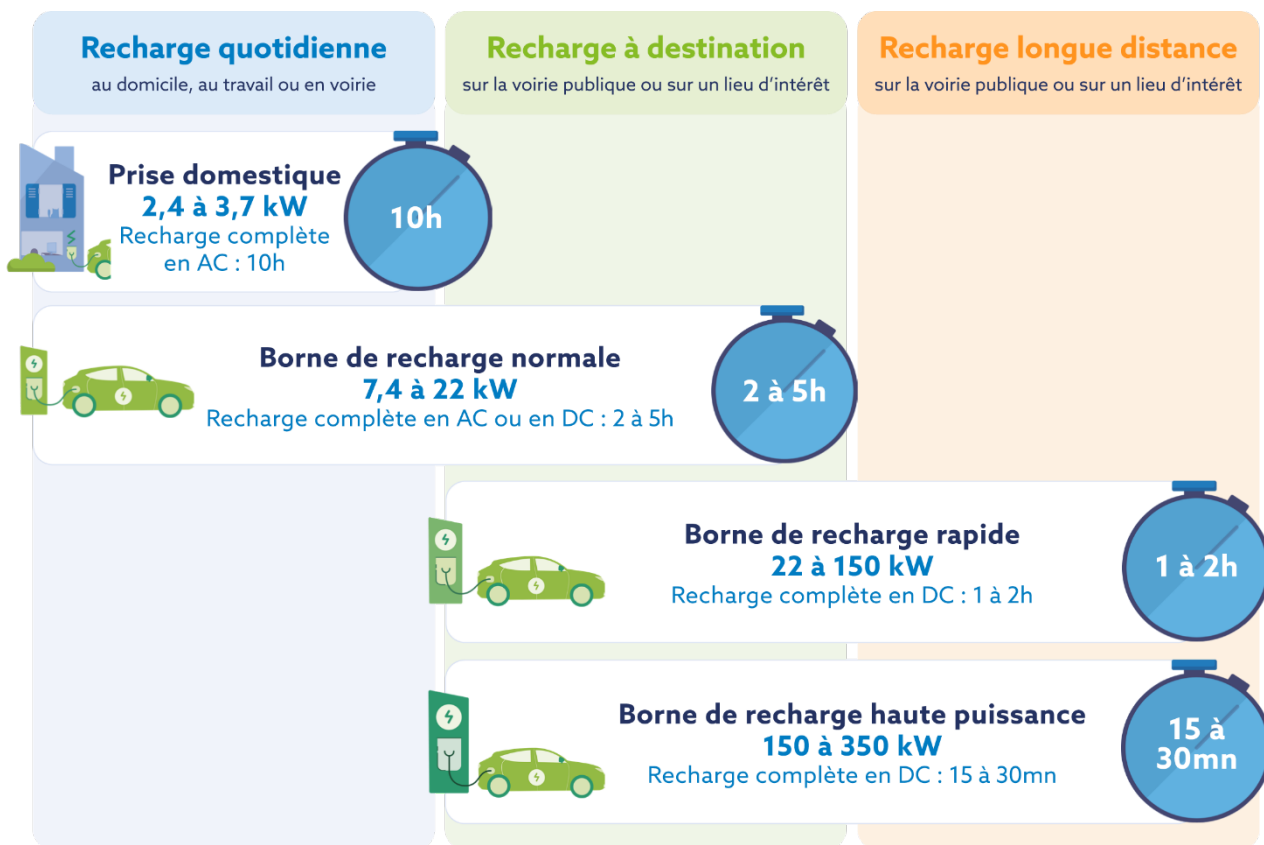
Prise Combo 2



Prise CHAdeMO

pour la recharge rapide (DC)

DT 1 Principe de recharge – documentation à destination de l'utilisateur (2/2)



Les temps de recharge sont indicatifs et peuvent varier en conditions réelles. Ils ont été déterminés pour une recharge de 35 kWh environ.





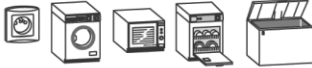







BON À SAVOIR !

Il faut autant de temps **pour recharger une batterie de voiture électrique à 80% que pour recharger les 20% restants**. Pour optimiser le temps de charge, **il est conseillé d'éviter de charger à plus de 80%**.

DT2 – Norme NFC 15 - 100

Section des conducteurs et calibres des protections

Section des conducteurs d'alimentation et protection contre les surintensités (10.1.4.7.2 et 10.1.3.3.3)

Nature du circuit			Section mini. des conducteurs cuivre	Courant assigné maximal du dispositif de protection (disjoncteur)	
éclairage		point d'éclairage ou prise commandée	1,5 mm ²	16 A	
prise de courant 16 A		circuit avec 8 socles max.	1,5 mm ²	16 A	
		circuit avec 12 socles max.	2,5 mm ²	20 A	
		circuit avec 6 max. socles de prises de courant non spécialisés de la cuisine	2,5 mm ²	20 A	
		circuits spécialisés (lave-linge, sèche-linge, four...)	2,5 mm ²	20 A	
volets roulants		-	1,5 mm ²	16 A	
VMC		-	1,5 mm ²	2 A	
		cas particuliers	1,5 mm ²	jusqu'à 16 A	
pilotage		circuit d'asservissement tarifaire fil pilote, gestionnaire d'énergie	1,5 mm ²	2 A	
chauffe-eau		chauffe-eau électrique non instantané	2,5 mm ²	20 A	
cuisson		plaque de cuisson, cuisinière	monophasé	6 mm ²	32 A
			triphasé	2,5 mm ²	20 A
chauffage 230 V		émetteurs muraux (convecteurs, panneaux radiants)	3500 W	1,5 mm ²	16 A
			4500 W	2,5 mm ²	20 A
			5750 W	4 mm ²	25 A
			7250 W	6 mm ²	32 A
		plancher à accumulation ou direct équipé de câbles autorégulants (voir 7-753.4.2)	1700 W	1,5 mm ²	16 A
			3400 W	2,5 mm ²	25 A
autres circuits (y compris le circuit d'alimentation du tableau divisionnaire) ⁽¹⁾			4200 W	4 mm ²	32 A
			5400 W	6 mm ²	40 A
			7500 W	10 mm ²	50 A
IRVE (infrastructure de recharge des véhicules électriques)		socle de prise 16A 2P+T adapté à la recharge de véhicules électriques et hybrides rechargeables et identifié à cet usage (voir guide UTE C 15-722) ou bornes 16A	1,5 mm ²	16 A	
			2,5 mm ²	20 A	
			4 mm ²	25 A	
			6 mm ²	32 A	
	bornes 32A monophasé		10 mm ²	40 A	
	bornes 32A triphasé		10 mm ²	40 A	



Simulateur de durée de charge du site Peugeot

SÉLECTIONNEZ UN VÉHICULE		INDIQUEZ LE NIVEAU DE CHARGE INITIAL ET LE NIVEAU DE CHARGE SOUHAITÉ	
<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; display: flex; align-items: center;"> <div style="text-align: center;"> E-208 ▼ </div> </div>		<div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> 0% 100% </div>	
	PUISSANCE DE CHARGE		TEMPS DE RECHARGE ESTIMÉ
Charge rapide publique	≥ 100 kW		01h16min
	50 kW		01h39min
Charge accélérée	22 kW		05h16min
	11 kW		05h16min
	7,4 kW		07h50min
	3,7 kW		15h41min
Prise domestique	2,3 kW		25h17min

Caractéristique de la Peugeot e-208

Moteur électrique 136ch (100 kW)

MOTEUR

Puissance administrative (CV)	4
Technologie	Synchrone à aimants permanents
Puissance maximum (kW CEE / ch CEE à tr/min)	100 / 136 à 5 500
Couple maximum (Nm CEE à tr/min)	260 / 300 à 3 674

TRANSMISSIONS

Type	Automatique
Nombre de rapports	Réducteur à 1 rapport

BATTERIE

Technologie	Lithium-Ion
Nombre de modules	18
Capacité utile (kWh)	46,3
Masse (kg)	345
Tension totale (V)	400
Intervalle de maintenance	25 000 km ou 2 ans

MASSES & CHARGES

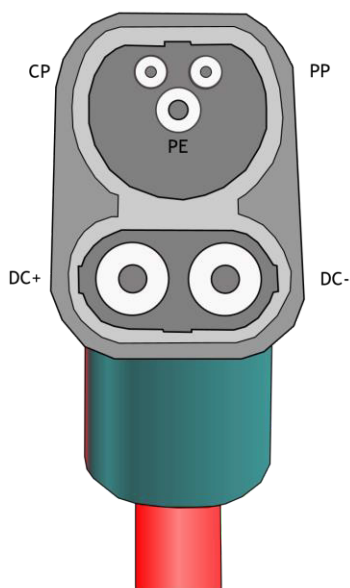
Masse en ordre de marche (kg)	1 530
Masse totale autorisée en charge (kg)	1 910
Masse maxi remorquable (kg)	-

PERFORMANCES (Conducteur seul)

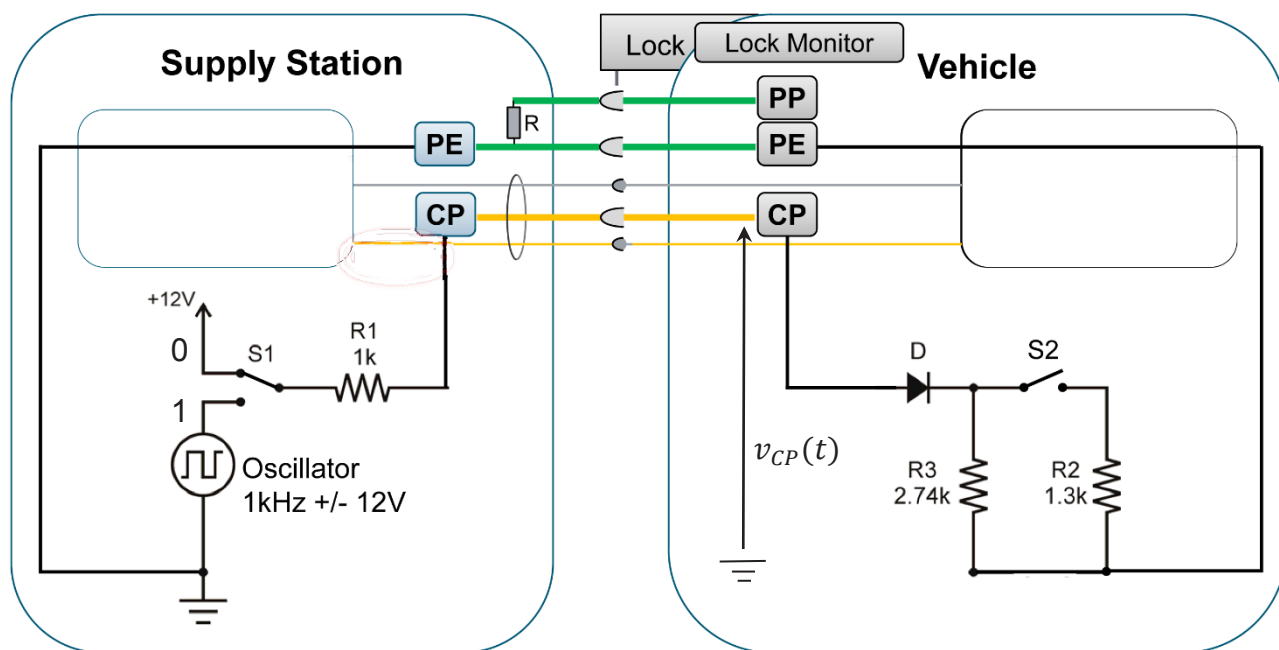
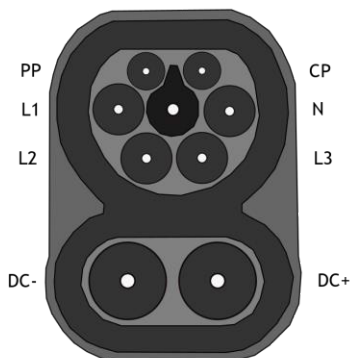
Vitesse maximale (km/h)	150 (Mode sport)
0-100 km/h (s)	9,0
1 000 m départ arrêté (s)	31,5
30 à 60 km/h en Drive (s)	2,0
60 à 90 km/h en Drive (s)	3,3
80 à 120 km/h en Drive (s)	6,6

DT4 – Connecteur CCS et dialogue de bas niveau

CCS
Connecteur combiné DC Type 2
coté borne de charge rapide
IEC 62196



CCS
Base combinée AC/DC Type 2
coté véhicule
IEC 62196
PE



PE : Protective Earth (Protection Équipotentielle)

PP : Proximity Pilot (signal de pré-insertion)

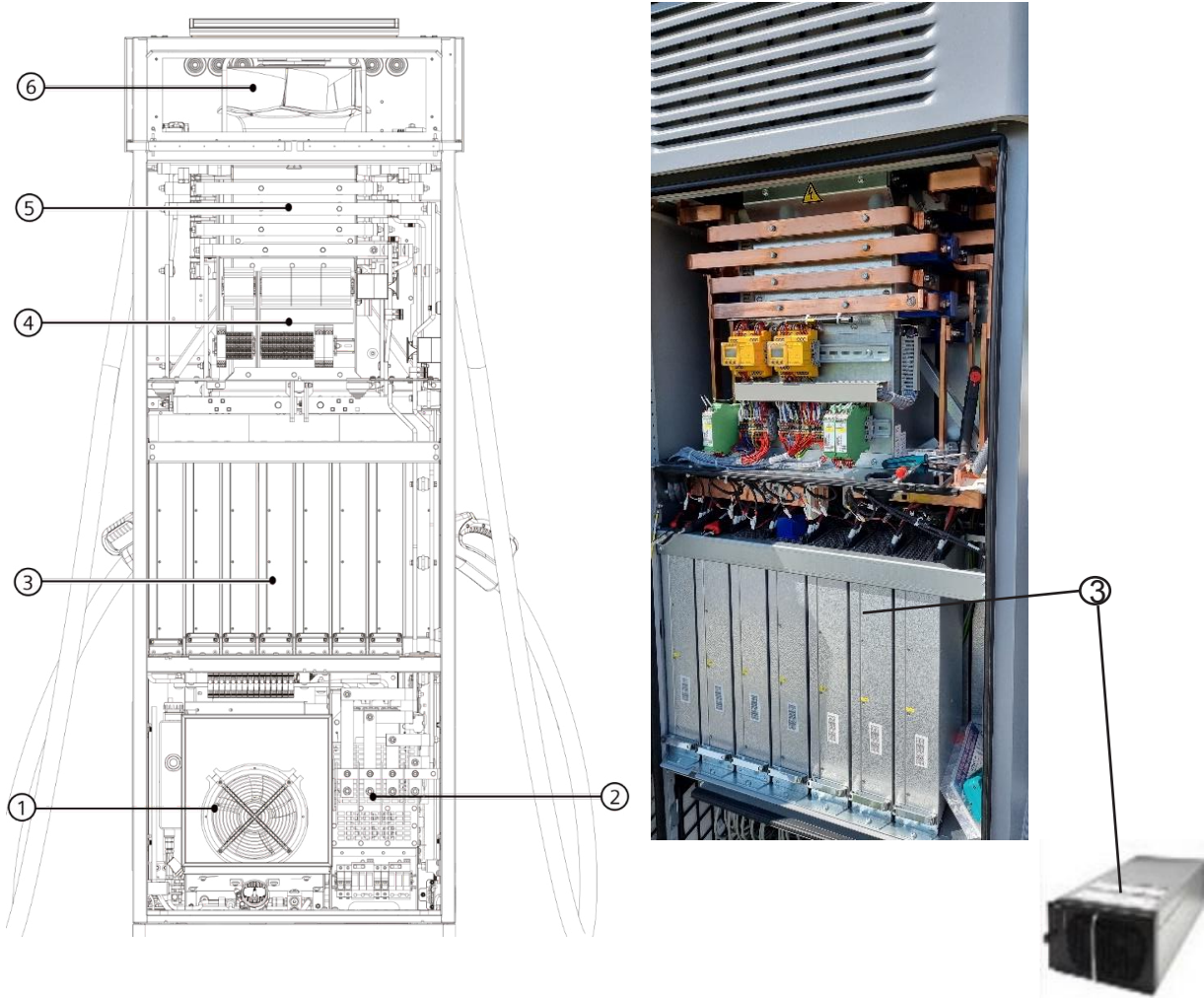
CP : Control Pilot (signal de post-insertion)

DT 5 - Borne de recharge 300 kW – Système dynamique (High Flex)(1/3)



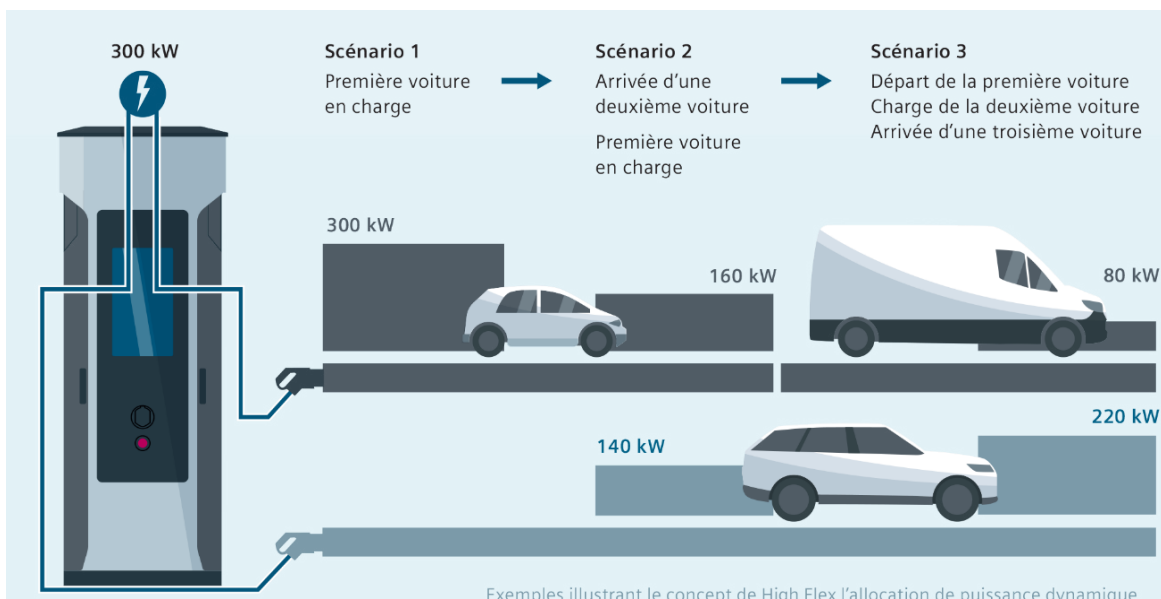
Borne de recharge rapide dynamique pour véhicules électriques	
Puissance DC délivrée	160kW à 300kW par modules de 20kW
Évolutivité	jusqu'à 300 kW
Allocation de puissance dynamique	Low Flex: basé sur une distribution de puissances équivalentes High Flex: plus grande flexibilité dans l'allocation des puissances
Spécifications techniques	
Options pour les prises	CC: 2 CCS2 ou 1 CCS2 et 1 CHAdeMO 1.2 CA : prise CA de type 2 (avec rabat et obturateur), 22 kW en option
Interface pour des distributeurs* supplémentaires (recharge parallèle)	– 2 x CC
Écran tactile et LED	Écran tactile 24" tout en couleur avec réglage de la position de la fenêtre utilisateur LED d'état par prise
Classe de protection	IP54, IK10 (écran inclus)
Conditions ambiantes	Température de fonctionnement –25 °C...+55 °C < 95 % d'humidité relative sans condensation ; altitude en service ≤ 2000 m sans déclassement
Protection électrique	Disjoncteur différentiel et protection contre les surtensions. Catégorie de survolage III, DIN EN 60664-1
THDi	< 3 %
Facteur de puissance	> 0,99 à pleine charge
Efficacité	> 95,5 % nominal, > 96 % crête
Niveau sonore en service	< 65 dB à 5 m, pleine charge (mode silencieux : < 50 dB à 5 m, horaires configurables par exemple pour le jour et la nuit)
Informations de connexion	
Type de réseau	TN-C, TN-S, TN-C-S ou TT
Tension d'entrée CA	400 V CA (± 10 %)
Plage de fréquences	45...55 Hz
Prise CC	
Intensité max. à la prise du chargeur	CCS2 : 1 x 400 A (câble à refroidissement par l'air), 1 x 500 A (câble à refroidissement liquide), CHAdeMO : 1 x 125 A / 200 A
Plage de tension de sortie	150 – 1000 V CC
Spécifications générales	
Empreinte du chargeur (L x P) / dimensions (H x L x P)	680 x 620 mm / 2300 x 845 x 820 mm
Connectivité backend	Ocpp 1.6j+
Contrôleur de charge	EcoG OS
Gestion à distance	Accès à distance, mises à jour logicielles over-the-air (OTA), gestion des appareils
RFID	MIFARE ISO/IEC 14443 A/B, ISO/IEC 15693, Legic Prime, Legic Advant
Autorisation/paiement	RFID, code PIN, code QR + téléphone portable, carte de crédit (en option)
Connexion au réseau	Ethernet 10/100 Base ; GSM / GPRS / UMTS / LTE, WiFi
Normes et standards	
Certification CE	Oui
Norme de sécurité et de recharge	IEC 61851-1, IEC 62477-1, IEC 62311, EN IEC 63000
EMC	EN 61000-6-2 (immunité, industrielle, classe A), IEC 61851-21-2 (émissions, classe A), classe B en option
Communication du véhicule électrique	ISO 15118, DIN SPEC 70121, CHAdeMO 1.2
Normes de connexion	CC : câble CCS Combo 2 selon IEC 61851-23, IEC 62196-3 (mode 4, type 2) CC : CHAdeMO 1.2, JEVs G105 (mode 4, CHAdeMO) CA : IEC 62196-2, (mode 3, type 2)

DT5 Borne de recharge 300 kW – Système dynamique (High Flex) (2/3)



- ① Unité de refroidissement des câbles
- ② Filtres réseau EMC
- ③ Convertisseurs (modules de charge) X 15

- ④ Contrôleur d'isolement et mesures de tension
- ⑤ Jeu de barres CC avec matrice de commutation
- ⑥ Ventilateur radial

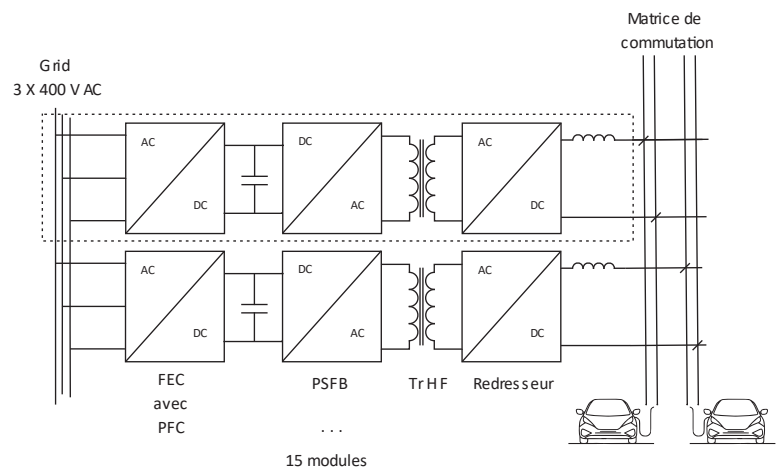
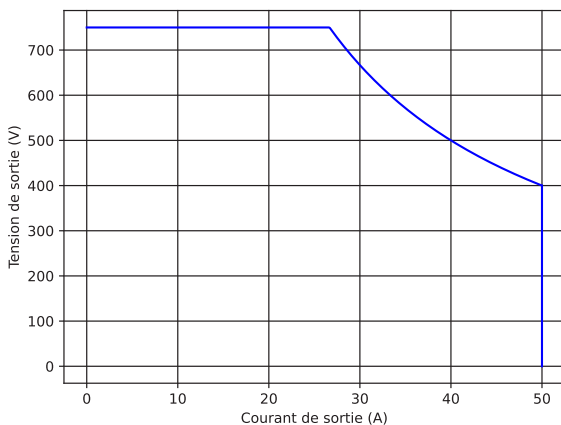


DT 5 - Borne de recharge 300 kW – Système dynamique (High Flex) (3/3)



Convertisseur (module de charge) – Power converter AC/DC 20kW

Puissance DC délivrée	20 kW
Entrée	
Plage de tension d'entrée	260 à 470 V AC
Fréquence d'entrée	45 Hz À 65 Hz
Facteur de puissance	≥ 0.99 @ 50% - 100% de Charge
THDi	≤ 3 %
Consommation en veille	< 8 W.
Sortie	
Plage de tension de sortie	150 À 1000 V DC.
Courant de sortie max.	50 A
Plage de courant	2 à 50A
Déséquilibre de partage de courant pour les modules en parallèle	≤ ± 5 % (le courant moyen parallèle doit être supérieur à 5 A)
Précision de stabilisation de la tension	≤ ± 0.5 %
Précision de stabilisation du courant	≤ ± 1% (le courant de charge est compris entre 20% et 100%)
Rendement	≥ 96 %
Temps de démarrage progressif	2 à 4 s
Protocole de communication	CAN
Environnement	
Température de fonctionnement	-20°C à +70°C
Température de stockage	-40°C à 75 °C
Humidité	5 % HR à 95 % HR sans condensation
Refroidissement	Refroidissement par ventilateur
Altitude	2000m
Poids	≤ 13 kg
MTBF	30, 000 h
Niveau IP	IP20



Caractéristiques limites de sortie du module 20 kW

DT6 – Caractéristiques de quelques Véhicules



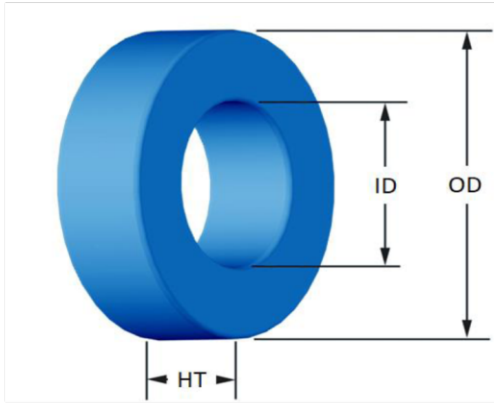
	Puissance Véhicule	Puissance de Charge max	Tension nominale de batterie	Capacité de batterie
Hyundai IONIQ 6	168 kW	233 kW	697 V	77,4 kWh
Audi E-tron 55	265 kW	150 kW	396 V	95 kWh
Tesla 3 LR	258 kW	140 kW	350 V	80 kWh

DT7 – Circuit magnétique

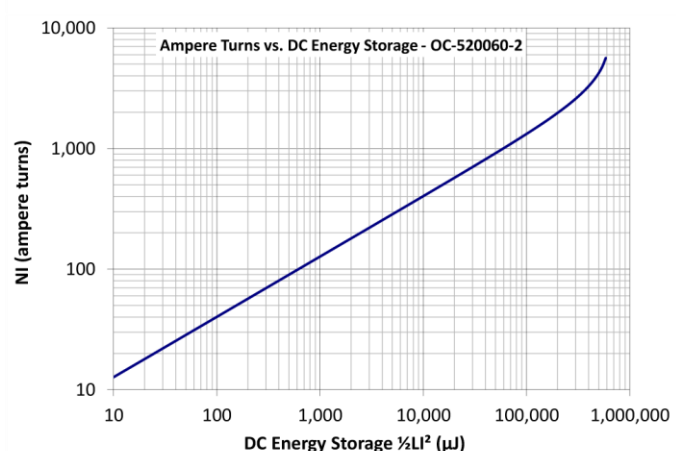
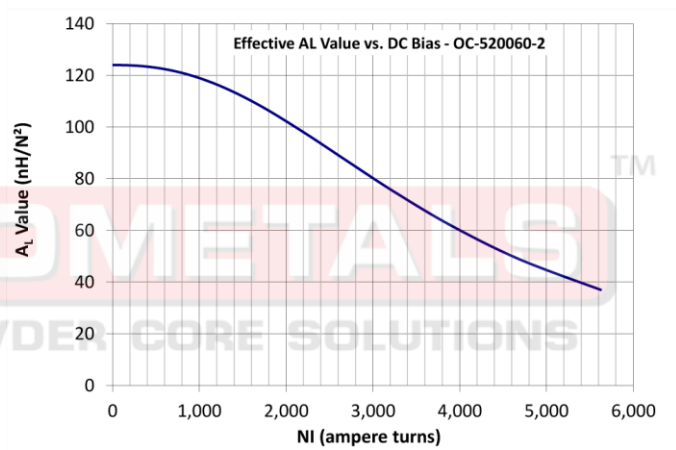
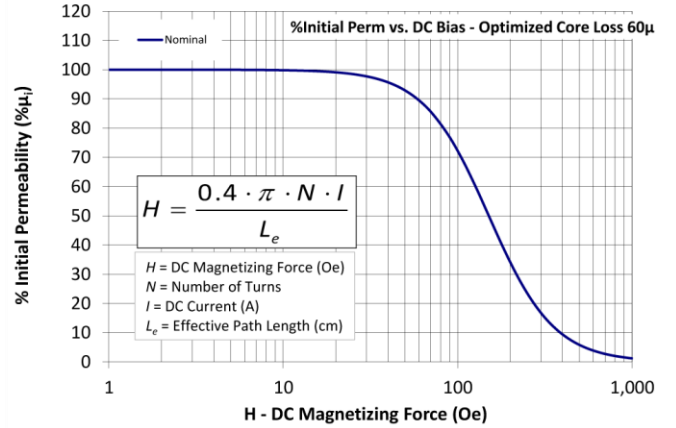
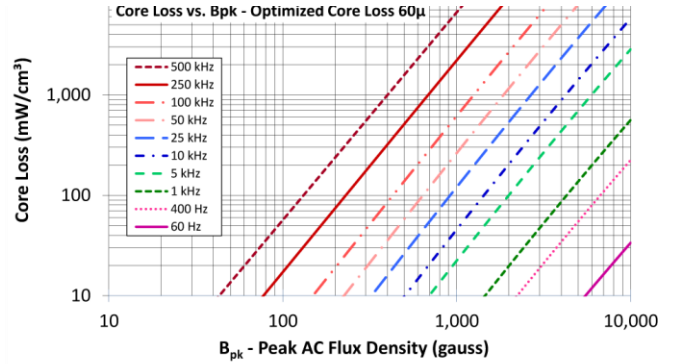


Part Number: OC-520060-2

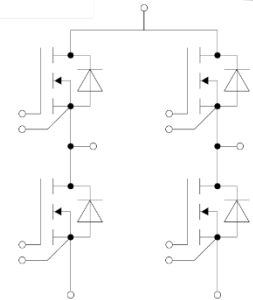
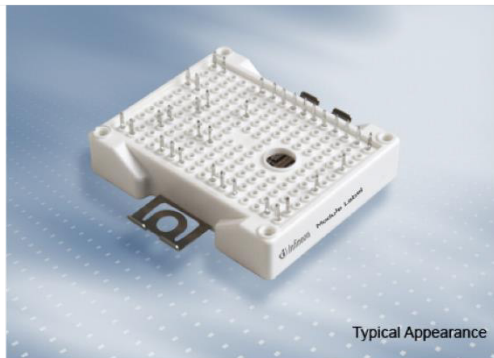
Revision: 2023-Dec-06



(If coated, Max./Min. includes coating)		mm	in
OD	(nom. - bare core)	132.54	5.218
	(max.)	134.21	5.284
ID	(nom. - bare core)	78.59	3.094
	(min.)	77.04	3.033
HT	(nom. - bare core)	20.32	0.800
	(max.)	21.72	0.855
Mass	(approximate)	1,180	grams
Magnetic Dimensions	A _e - Eff. Mag. Cross Section	5.35	cm ²
	L _e - Eff. Mag. Path Length	32.429	cm
	V _e - Eff. Core Volume	173	cm ³
	WA - Min. Eff. Window Area	46.6	cm ²
	sa - Surface Area	515	cm ²
	mlt - mean length per turn	13.9	cm
Inductance	μ _i (reference)	60	
	A _i value (nominal)	124	nH/N ²
	Test Winding	200 Turns	AWG# 18
	Frequency	10k	Hz
	Voltage on Agilent 4284A	4.8	V
AL tolerance		±8%	
Core Loss	$\text{Core Loss (mW/cm}^3\text{)} = \frac{f}{\frac{a}{B_{pk}^3} + \frac{b}{B_{pk}^{2.3}} + \frac{c}{B_{pk}^{1.65}}} + d \cdot B_{pk}^2 \cdot f^2$		
	where B _{pk} expressed in gauss, f expressed in hertz, and: a=2.288E+09, b=1.502E+09, c=3.344E+06, d=1.782E-14		
	B _{pk}	1000	G
	frequency	50 k	Hz
	Core Loss (nominal)	263	mW/cm ³
Core Loss (maximum)	302	mW/cm ³	
DC Saturation	$\% \mu_i = \frac{1}{a + b \cdot H^c} + d$		
	where H expressed in oersteds, and: a=1.000E-02, b=8.573E-08, c=2.326, d=0.000		
	H _{DC}	100	Oe
	Percent Initial Perm.(nom.)	72.3	%
	Percent Initial Perm.(min.)	63.0	%
Coating/Pkg	Coating Type:	Blue Epoxy	
	Voltage Breakdown (min.)	1000 Vrms	
	Limit	0.1 mA, 5 s	
	Package Quantity	6 Pcs/Box	



F4-15MR12W2M1_B76



$V_{DSS} = 1200V$
 $I_{D nom} = 75A / I_{DRM} = 150A$

MOSFET / MOSFET

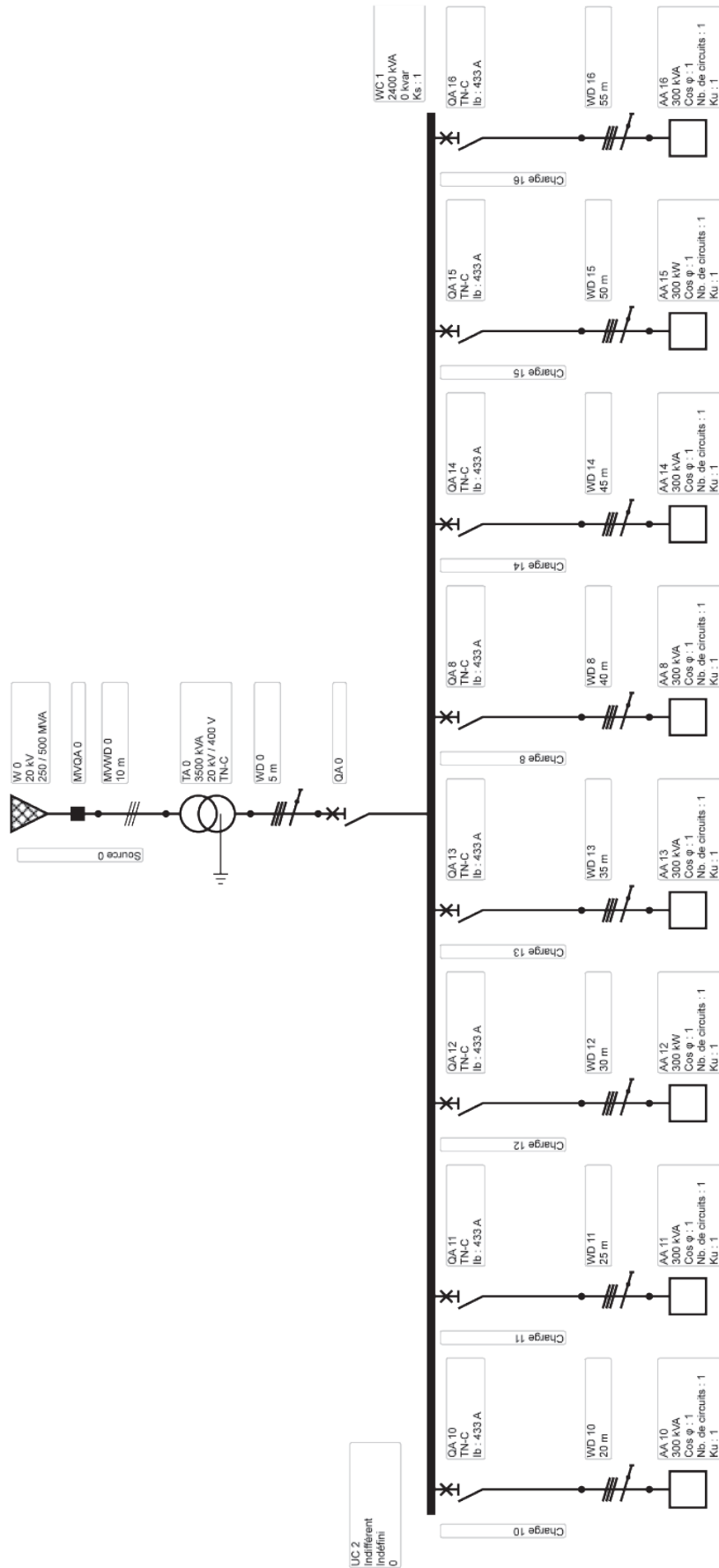
Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values

Parameter	Conditions	Symbol	Value	Unit
Drain-Source-Spannung Drain-source voltage	$T_{vj} = 25^\circ C$	V_{DSS}	1200	V
Drain-Gleichstrom DC drain current	$T_{vj} = 175^\circ C$ $V_{GS} = 15 V$	$I_{D nom}$	75	A
Gepulster Drainstrom Pulsed drain current	verifiziert durch Design, t_p limitiert durch T_{vjmax} verified by design, t_p limited by T_{vjmax}	$I_{D pulse}$	150	A
Gate-Source Spannung Gate-source voltage		V_{GSS}	-10 / 20	V

Charakteristische Werte / Characteristic Values

Parameter	Conditions	Symbol	min.	typ.	max.	Unit
Einschaltwiderstand Drain-source on resistance	$I_{D nom} = 75 A$ $V_{GS} = 15 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$ $T_{vj} = 125^\circ C$ $T_{vj} = 150^\circ C$	$R_{DS on}$		15,0 19,7 22,0		m Ω
Gate-Schwellenspannung Gate threshold voltage	$I_D = 30,0 mA$, $V_{DS} = V_{GS}$ (tested after 1ms pulse at $V_{GS} = +20 V$) $T_{vj} = 25^\circ C$	$V_{GS(th)}$	3,45	4,50	5,55	V
Gesamt Gateladung Total gate charge	$V_{GS} = -5 V / 15 V$ $V_{DS} = 800 V$	Q_G		0,186		μC
Interner Gatewiderstand Internal gate resistor	$T_{vj} = 25^\circ C$	R_{gint}		1,3		Ω
Eingangskapazität Input capacitance	$f = 1 MHz$, $V_{GS} = 0 V$ $V_{DS} = 800 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$	C_{iss}		5,52		nF
Ausgangskapazität Output capacitance	$f = 1 MHz$, $V_{GS} = 0 V$ $V_{DS} = 800 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$	C_{oss}		0,33		nF
Rückwirkungskapazität Reverse transfer capacitance	$f = 1 MHz$, $V_{GS} = 0 V$ $V_{DS} = 800 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$	C_{rss}		0,042		nF
C_{OSS} Speicherenergie C_{OSS} stored energy	$V_{DS} = 800 V$ $V_{GS} = -5 V / 15 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$	E_{OSS}		132		μJ
Drain-Source-Reststrom Drain-source leakage current	$V_{DSS} = 1200 V$ $V_{GS} = -5 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$	I_{DSX}		0,30	300	μA
Gate-Source-Reststrom Gate-source leakage current	$V_{DS} = 0 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$ $V_{GS} = 20 V$	I_{GSS}			400	nA
Einschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn on delay time, inductive load	$I_{D nom} = 75 A$, $R_{Gon} = 5,60 \Omega$ $V_{DS} = 600 V$ $V_{GS} = -5 V / 15 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$ $T_{vj} = 125^\circ C$ $T_{vj} = 150^\circ C$	$t_{d on}$		20,0 19,0 19,0		ns
Anstiegszeit, induktive Last Rise time, inductive load	$I_{D nom} = 75 A$, $R_{Gon} = 5,60 \Omega$ $V_{DS} = 600 V$ $V_{GS} = -5 V / 15 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$ $T_{vj} = 125^\circ C$ $T_{vj} = 150^\circ C$	t_r		16,0 15,0 15,0		ns
Abschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn off delay time, inductive load	$I_{D nom} = 75 A$, $R_{Goff} = 3,90 \Omega$ $V_{DS} = 600 V$ $V_{GS} = -5 V / 15 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$ $T_{vj} = 125^\circ C$ $T_{vj} = 150^\circ C$	$t_{d off}$		55,0 59,0 59,0		ns
Fallzeit, induktive Last Fall time, inductive load	$I_{D nom} = 75 A$, $R_{Goff} = 3,90 \Omega$ $V_{DS} = 600 V$ $V_{GS} = -5 V / 15 V$ $T_{vj} = 25^\circ C$ $T_{vj} = 125^\circ C$ $T_{vj} = 150^\circ C$	t_f		23,0 24,0 24,0		ns
Einschaltverlustenergie pro Puls Turn-on energy loss per pulse	$I_{D nom} = 75 A$, $V_{GS} = -5 V / 15 V$ $V_{DS} = 600 V$, $R_{Gon} = 5,60 \Omega$ $L_S = 35 nH$ $di/dt = 3,91 kA/\mu s$ ($T_{vj op} = 150^\circ C$) $T_{vj} = 25^\circ C$ $T_{vj} = 125^\circ C$ $T_{vj} = 150^\circ C$	E_{on}		1,25 1,44 1,51		mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls Turn-off energy loss per pulse	$I_{D nom} = 75 A$, $V_{GS} = -5 V / 15 V$ $V_{DS} = 600 V$, $R_{Goff} = 3,90 \Omega$ $L_S = 35 nH$ $du/dt = 28,9 kV/\mu s$ ($T_{vj op} = 150^\circ C$) $T_{vj} = 25^\circ C$ $T_{vj} = 125^\circ C$ $T_{vj} = 150^\circ C$	E_{off}		0,36 0,363 0,363		mJ

DT9 – Schéma unifilaire de distribution sur une station de recharge d'autoroute



DT10 - Extraits de la norme CEI 60364-5-52

Courants admissibles, en ampères (à partir du tableau B.52-1 de la norme CEI 60364-5-52) pour des câbles enterrés (mode de pose D)

Méthode d'installation	Section mm ²	Nombre de conducteurs chargés et type			
		PVC 2	PVC 3	XLPE 2	XLPE 3
D1/D2	Cuivre				
	1,5	22	18	26	22
	2,5	29	24	34	29
	4	38	31	44	37
	6	47	39	56	46
	10	63	52	73	61
	16	81	67	95	79
	25	104	86	121	101
	35	125	103	146	122
	50	148	122	173	144
	70	183	151	213	178
	95	216	179	252	211
	120	246	203	287	240
	150	278	230	324	271
	185	312	258	363	304
	240	361	297	419	351
300	408	336	474	396	
D1/D2	Aluminium				
	2,5	22	18,5	26	22
	4	29	24	34	29
	6	36	30	42	36
	10	48	40	56	47
	16	62	52	73	61
	25	80	66	93	78
	35	96	80	112	94
	50	113	94	132	112
	70	140	117	163	138
	95	166	138	193	164
	120	189	157	220	186
	150	213	178	249	210
	185	240	200	279	236
	240	277	230	322	272
	300	313	260	364	308

DT11 - Chute de tension par phase

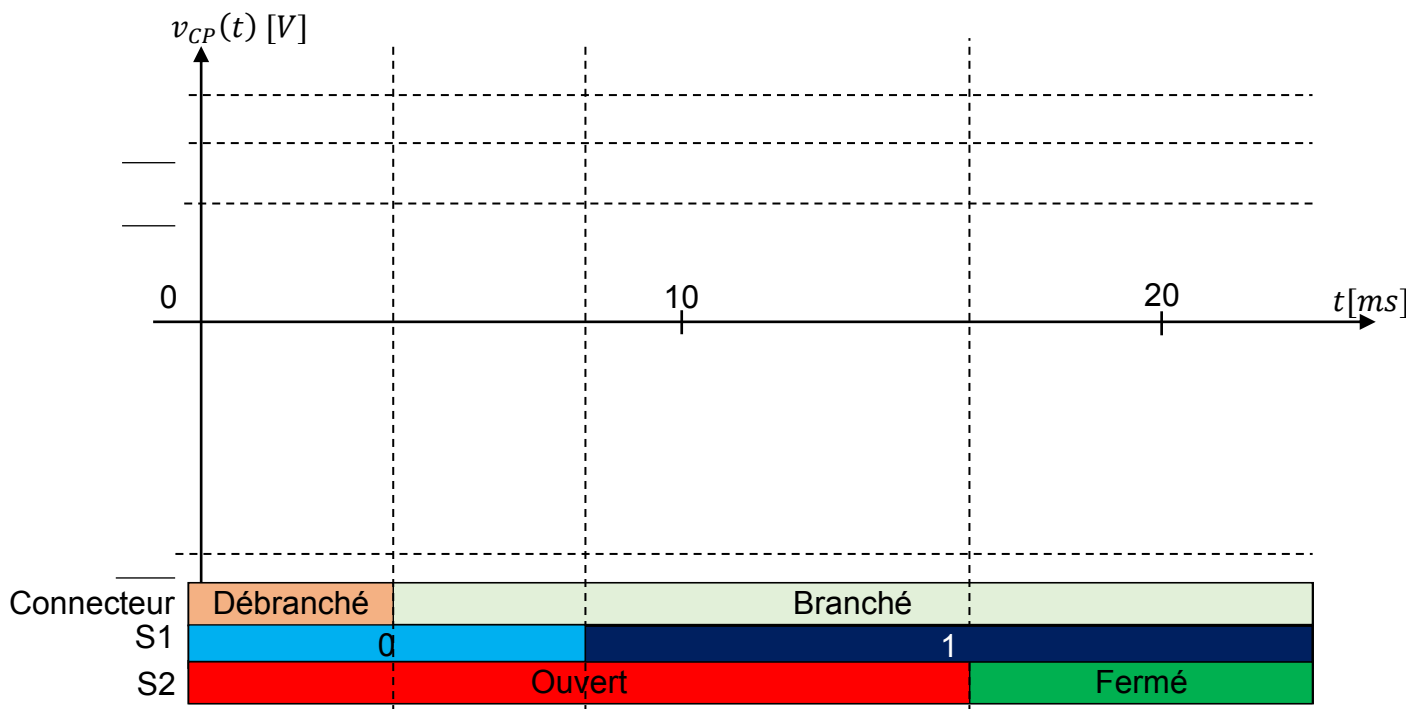
Fig. G28: Chute de tension ΔU en volts par ampère et par km dans un circuit

Câbles cuivre							Câbles aluminium						
section en mm ²	Circuit monophasé			Circuit triphasé équilibré			section en mm ²	Circuit monophasé			Circuit triphasé équilibré		
	puissance moteur		Eclairage	puissance moteur		Eclairage		puissance moteur		Eclairage	puissance moteur		Eclairage
	service normal	démarrage		service normal	démarrage			service normal	démarrage		service normal	démarrage	
	cos φ = 0,8	cos φ = 0,35	cos φ = 1	cos φ = 0,8	cos φ = 0,35	cos φ = 1		cos φ = 0,8	cos φ = 0,35	cos φ = 1	cos φ = 0,8	cos φ = 0,35	cos φ = 1
1,5	25,4	11,2	32	22	9,7	27							
2,5	15,3	6,8	19	13,2	5,9	16							
4	9,6	4,3	11,9	8,3	3,7	10,3	6	10,1	4,5	12,5	8,8	3,9	10,9
6	6,4	2,9	7,9	5,6	2,5	6,8	10	6,1	2,8	7,5	5,3	2,4	6,5
10	3,9	1,8	4,7	3,4	1,6	4,1	16	3,9	1,8	4,7	3,3	1,6	4,1
16	2,5	1,2	3	2,1	1	2,6	25	2,50	1,2	3	2,2	1	2,6
25	1,6	0,81	1,9	1,4	0,70	1,6	35	1,8	0,90	2,1	1,6	0,78	1,9
35	1,18	0,62	1,35	1	0,54	1,2	50	1,4	0,70	1,6	1,18	0,61	1,37
50	0,89	0,50	1,00	0,77	0,43	0,86	70	0,96	0,53	1,07	0,83	0,46	0,93
70	0,64	0,39	0,68	0,55	0,34	0,59	120	0,60	0,37	0,63	0,52	0,32	0,54
95	0,50	0,32	0,50	0,43	0,28	0,43	150	0,50	0,33	0,50	0,43	0,28	0,43
120	0,41	0,29	0,40	0,36	0,25	0,34	185	0,42	0,29	0,41	0,36	0,25	0,35
150	0,35	0,26	0,32	0,30	0,23	0,27	240	0,35	0,26	0,31	0,30	0,22	0,27
185	0,30	0,24	0,26	0,26	0,21	0,22	300	0,30	0,24	0,25	0,26	0,21	0,22
240	0,25	0,22	0,20	0,22	0,19	0,17	400	0,25	0,22	0,19	0,21	0,19	0,16
300	0,22	0,21	0,16	0,19	0,18	0,14	500	0,22	0,20	0,15	0,19	0,18	0,13

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

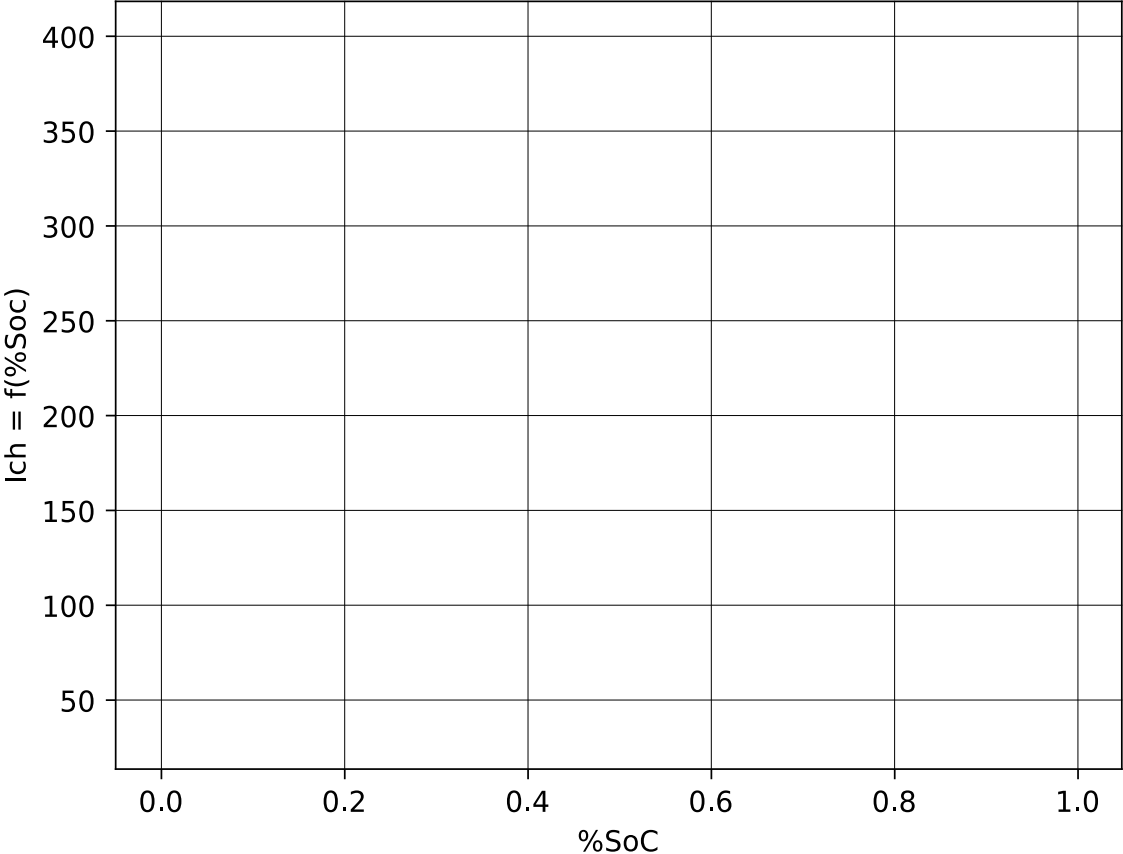
Document réponse DR1

Question 5 et 8



Document réponse DR2

Question 12 et 15



Document réponse DR3

Question 20

Intervalle	SW ₁	SW ₂	SW ₃	SW ₄	D _A /D _D	D _B /D _C	v _P [V]	v _S [V]	v _{BRIDGE} [V]
$0 < t < \phi$	ON		OFF						
$\phi < t < \frac{T_{PSFB}}{2}$	ON		ON						
$\frac{T_{PSFB}}{2} < t < \frac{T_{PSFB}}{2} + \phi$	OFF		ON						
$\frac{T_{PSFB}}{2} + \phi < t < T_{PSFB}$	OFF		OFF						

Tableau 1

Modèle CMEN v3

Nom de famille : (Suivi, s'il y a lieu, du nom d'usage)

Prénom(s) :

Numéro Candidat :

Né(e) le :

Cadre réservé aux candidats de concours de recrutement et examens professionnels

Concours : **Option / Section :** **N° d'inscription :** [][][]

Cocher une seule case parmi les six types de concours suivants : externe 3^e externe externe spécial interne ou 1^{er} interne 2nd interne 2nd interne spécial

Cocher public OU privé UNIQUEMENT pour les concours enseignants : public privé

Examen professionnel pour l'avancement au grade de :

Cadre réservé aux candidats d'examens et du concours général

Examen : **Série / Spécialité :**

Epreuve - Matière : **Session :**

EAE SIE 3

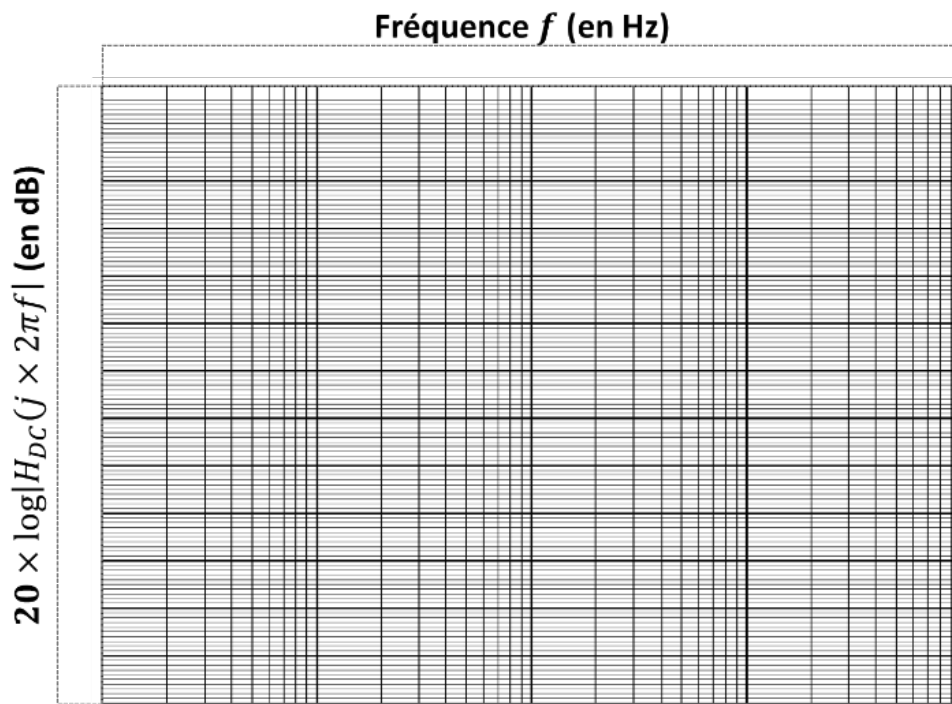
DR4 - DR5 - DR6

**Tous les documents réponses sont à rendre,
même non complétés.**

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

Document réponse DR4

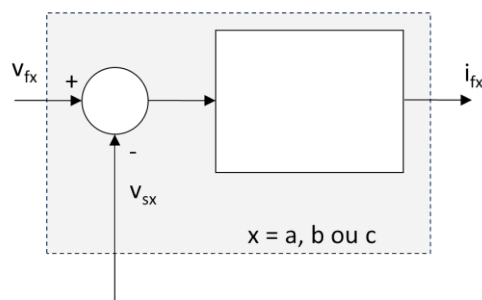
Question 44



Choisir judicieusement les échelles du diagramme de Bode demandé.

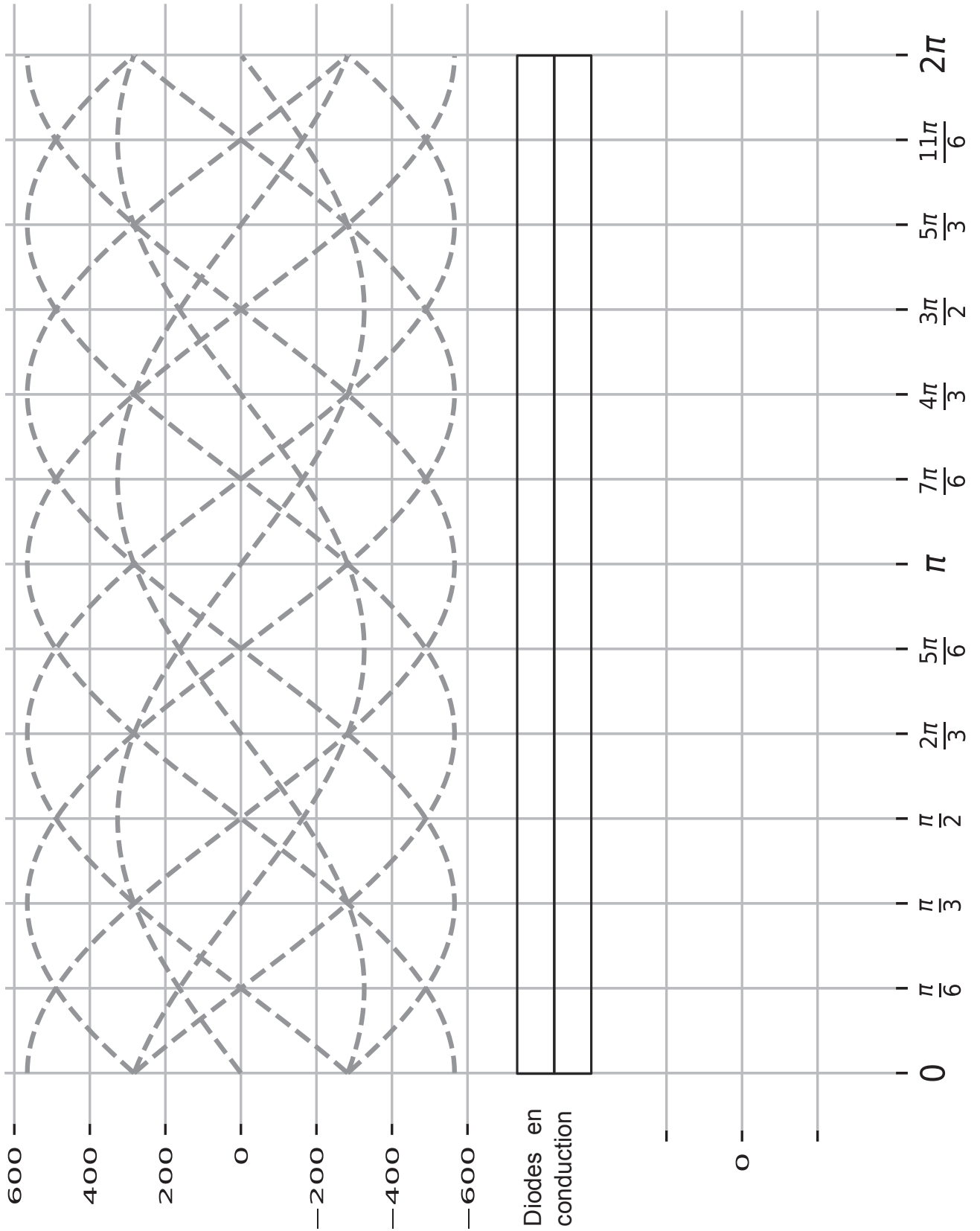
Question 46

*Schéma équivalent par phase
du couplage entre le filtre actif
et le réseau*



*Attention à la configuration
des entrées*

Question 36



Question 25

