

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Sc. A

PAR
Reza ALIZADEH

TRANSMISSION DE L'ÉNERGIE MAGNÉTIQUE
ET ÉTUDE DES MACHINES ÉLECTRIQUES ET LEURS SYSTÈMES DE FREINAGE
DYNAMIQUE

MONTRÉAL, LE 24 FÉVRIER 2016

©Tous droits réservés, Reza ALIZADEH, 2016

©Tous droits réservés

Cette licence signifie qu'il est interdit de reproduire, d'enregistrer ou de diffuser en tout ou en partie, le présent document. Le lecteur qui désire imprimer ou conserver sur un autre media une partie importante de ce document, doit obligatoirement en demander l'autorisation à l'auteur.

PRÉSENTATION DU JURY

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Arezki Merkouf, jury externe
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 15 FÉVRIER 2016

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

J'aimerais tout d'abord remercier mon directeur de maîtrise Kamal Al-Haddad pour son appui tout au long. C'est un privilège d'avoir pu collaborer aussi étroitement avec lui pendant ces années. Cette collaboration m'a donné l'opportunité de réaliser ce travail et d'approfondir mes connaissances en équipement électrique. Je tiens également à remercier mes parents pour leur soutien moral et financier tout au long de mon cheminement académique. Finalement, j'aimerais tout simplement dire merci à tous ceux qui de près ou de loin, ont participé à l'accomplissement de ce travail.

TRANSMISSION DE L'ÉNERGIE MAGNÉTIQUE ET ÉTUDE DES MACHINES ÉLECTRIQUES ASYNCHRONES ET LEURS SYSTÈMES DE FREINAGE DYNAMIQUE

Reza ALIZADEH

RÉSUMÉ

Dans l'industrie manufacturière et véhicule électrique, dans le but d'éviter les accidents malheureux, la commission de santé et de sécurité au travail (CSST) a exigé récemment l'installation d'un système de freinage d'urgence pour chaque système tournant et manœuvré par les employés. Il s'agit donc d'une opportunité de concevoir un système efficace, intelligent, fonctionnant sans capteurs et permettant en cas de panne électrique et/ou en cas d'urgence d'arrêter la machine tournante à l'intérieur de trois secondes. Ce système peut être actionné par fil ou bien utilisant le principe de communication sans fil, il doit aussi être indépendant du réseau électrique.

Ce Mémoire présente la simulation accentuée sur la méthode de calcul Maxwell, un programme informatique visant à réaliser la visualisation et l'acheminement des champs magnétiques dans une machine asynchrone. Maxwell entre autres, propose une nouvelle approche de présentation dynamique des machines basée sur les graphes planaires et trois dimensionnelle. En plus, il intègre également des fonctionnalités de paramétrage des jeux de courant continu, qui permettent de visualiser l'effet des variables indépendantes mécaniques et électriques.

En plus, la modélisation électromagnétique se concerne sur une unité de la transmission de l'énergie magnétique et la force mécanique pour l'analyse d'une boîte de disques tournants de l'énergie magnétique dans une plage de puissance active.

Enfin, au regard de nos résultats de simulation, chaque variable appliquée au modèle fonctionne comme nous en souhaitait et admet de bonnes performances. En effet, avec ces variables on arrive à résoudre des équations des champs magnétiques et de la vitesse remplacée à la place de la température pour laquelle le programme informatique exige des conditions très complexes.

Mots clés : machine asynchrone, freinage dynamique, numérisation spatiale et électrique, transmission de l'énergie sans contact, véhicule électrique, boîte de rapport d'éolienne, et énergie renouvelable.

**TRANSMISSION DE L'ÉNERGIE MAGNÉTIQUE
ET ÉTUDE DES MACHINES ÉLECTRIQUES ASYNCHRONES ET LEURS
SYSTÈMES DE FREINAGE DYNAMIQUE**

Reza ALIZADEH

ABSTRACT

Dynamic braking method proposes an advanced braking control on shaft of an asynchronous motor without dissipation of mechanical friction residual. Moreover, it allows the rotor to maintain mechanical braking torque during three seconds for an emergency braking, reliable and safe. Regarding overall traces of energy flow in an asynchronous motor, it specifies the ways of energy transfer and dissipation either by dynamic braking or by transfer to an electric network (regenerative). The first one has minor modification in the existing system and control panel of electromotor or electrical vehicle without touching motor structure.

The braking circuit is a direct current system in parallel with AC power supply network. Generally, a power control system is used to start asynchronous motor or to stop the ac motor operation and initiate the braking sequences. The electromagnetic field study orients our concepts and designs for a maximum performance of braking force by Maxwell modeling and Matlab analysis.

Moreover, we precise mechanical force transmission through a magnetic contactless gear box. Designing a platform for this concept, create a better understanding of the details by visualising electrical and mechanical behaviour in proposed system. The result forwards us to a conceptual design between electrical internal parameters and system geometries. Finally, the interfaces optimise our design and simulation by mechanical and thermodynamic parameters. In order to evaluate efficiency of system, we concern to different operation point and stability of conditions by manipulating mechanical and geometrical parameters.

Keywords: dynamic braking, contactless energy transmission, electrical vehicle, losses, geometric and electric discretization, wind et renewable energy.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 MISE EN SITUATION	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Les modes de freinage électrique.....	3
1.3 Étude du système de freinage dynamique DC pour des moteurs asynchrones.....	5
1.4 Principes généraux de calcul des besoins en freinage électrique.....	6
1.5 Fréquence du glissement avec une contrainte de l'énergie	16
CHAPITRE 2 CRÉATION DU MODÈLE GÉOMÉTRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	17
2.1 Introduction.....	17
2.2 Création du modèle Maxwell de la machine asynchrone	18
2.3 Composant	19
2.4 Le maillage.....	22
2.5 Numérisation.....	23
2.6 Simulation de la machine asynchrone en mode normale	24
2.7 Les équations de Maxwell, magnétodynamique	27
2.8 Les équations de Maxwell, magnétostatique	29
2.9 L'analyse de fonction du moteur en charge	32
CHAPITRE 3 SIMULATION EN MODE DE FREINAGE DYNAMIQUE	39
3.1 Introduction.....	39
3.2 Simulation paramétrique de freinage dynamique	40
3.3 Analyse paramétrique et successive des champs magnétiques.....	48
3.4 Simulation de la machine asynchrone en mode de freinage en fonction de couple de charge.....	60
3.4.1 Introduction.....	60
3.5 Simulation de la machine en mode de freinage et en fonction de moment d'inertie	63
3.5.1 Introduction.....	63
3.6 Simulation de la machine asynchrone en mode du freinage	65
CHAPITRE 4 FREINAGE AVEC L'ÉCHELON DU COURANT DE DÉMARRAGE ET DE PÉRIODIQUE	67
4.1 Introduction.....	67
4.2 Injection avec rapport cyclique du courant.....	71
4.3 Rapport cyclique de 50%.....	73
4.4 Régime stationnaire avec courant continu de 22A à vitesse initiale de zéro	75
CHAPITRE 5 SIMULATION 3D PAR L'INJECTION DU COURANT À TRAVERS LE ROTOR	77

5.1	Injection rotorique.....	77
	CONCLUSION	83
	CHAPITRE 6 TRANSMISSION DE L'ÉNERGIE MAGNÉTIQUE.....	85
6.1	Introduction.....	85
6.2	La description du brevet (Patent NO : US 8.188.630.B2)	86
6.3	Création du modèle géométrique	89
6.4	Composant	91
6.5	Le maillage.....	92
6.6	Modélisation 3D stationnaire de disque dans un modèle pratique	94
6.7	Modélisation 2D dynamique	96
6.8	Analyse mécanique, paramétrique et successive d'une boîte de la transmission de l'énergie de 0.736kW	103
6.9	Pertes totales	108
6.10	Simulation du système sans charge (vide) et en charge.....	110
6.11	Simulation du système de la transmission de l'énergie en charge, 10Kw nominale de moteur.....	113
6.11.1	Étude des forces radiales et axiales lors du régime transitoire d'une unité de 10KW	114
6.11.2	Transmission de l'énergie avec les aimants 14x5x50.8mm.....	119
6.11.3	Transmission de l'énergie avec les aimants 8x5x50.8mm.....	121
6.11.4	Transmission de l'énergie avec les aimants 6x5x50.8mm.....	124
6.11.5	Transmission de l'énergie avec les aimants 10x5x50.8mm.....	126
6.11.6	Transmission de l'énergie avec les aimants 1x5x50.8mm.....	129
6.11.7	Transmission de l'énergie avec les aimants 4x5x50.8mm.....	131
6.11.8	Transmission de l'énergie avec les aimants 2x5x50.8mm.....	134
6.12	Validation.....	135
	CONCLUSION	137
	LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	159

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1	Valeurs d'itération de logiciel, les résultats de calcul.....
Tableau 3.1	Spécification et fiche des données d'un moteur électrique
Tableau 3.2	Courant continu admissible en fonction de la température.....
Tableau 6.1	Résultat du laboratoire, puissance vitesse.....

LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 1.1	Schéma d'un convertisseur de freinage	4
Figure 1.2	Direction de l'écoulement d'énergie en fonctionnant moteur	4
Figure 1.3	Direction de l'écoulement d'énergie en fonctionnant alternateur.....	5
Figure 1.4	Calcul thermique d'un rapport cyclique du freinage	7
Figure 1.5	Convertisseur de freinage	10
Figure 1.6	Trois types de freinage (Vitesse-Temps)	10
Figure 1.7	Caractéristique de la Tension-fréquence d'un moteur asynchrone.....	11
Figure 1.8	Valeur maximale de V / f avec l'état de limitation de courant.....	13
Figure 1.9	Valeur minimale de V / f avec le couple négatif(T_e , min)	14
Figure 1.10	Circuit équivalent T du moteur asynchrone.....	15
Figure 2.1	Caractéristique du matériau de stator.....	19
Figure 2.2	Raccordement du stator d'une	20
Figure 2.3	Courbe de magnétisation de rotor	20
Figure 2.4	Forme géométrique du rotor feuilleté	21
Figure 2.5	Modèle géométrique 2D et 3D du moteur	22
Figure 2.6	Discrétisation spatiale (pas d'espace à gauche) et la numérisation des signaux.....	23
Figure 2.7	Circuit équivalent -T	24
Figure 2.8	Vecteurs des phases de la machine asynchrone	25
Figure 2.9	Diagramme de Tonti appliqué à la formulation A- ϕ	28
Figure 2.10	Diagramme de Tonti appliqué à la formulation A- φ	31
Figure 2.11	Géométrie simplifiée de deux	32

Figure 2.12	Maillage tétraédrique d'une structure	33
Figure 2.13	Forme d'onde temporelle de courant nominal d'un moteur asynchrone triphasé,.....	33
Figure 2.14	Courbe de vitesse par rapport de couple de l'arbre.....	34
Figure 2.15	Courbe de vitesse (rpm), triphasé, 380V, 50HZ, 7.5kW	34
Figure 2.16	Vecteurs de champs B (Tesla)	35
Figure 2.17	Lignes de potentiel scalaire A (Wb/m), 7.5kW	36
Figure 2.18	Distribution de la densité de champ magnétique	36
Figure 2.19	Courbe de charge du moteur (N.m), 7,5 kW, 380V, 50HZ	37
Figure 3.1	Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique	41
Figure 3.2	Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique d'une	42
Figure 3.3	Tension induite (V), couple de charge égal à 49.1N.m	43
Figure 3.4	Flux linkage (couple de charge de 49.1N.m)	44
Figure 3.5	Inductance (mH), couple de charge de 49,1N.m	45
Figure 3.6	Pertes dans les matériaux, fils-Pertes totales en fonction du courant continu Idc	45
Figure 3.7	Comparaison des pertes entre l'état de freinage et d'opération normale AC d'une	46
Figure 3.8	Couple de machine (N.m) , courant de 10Adc à 41Adc	47
Figure 3.9	Pertes totales (W)	47
Figure 3.10	Évolution de la densité des champs magnétiques B (Tesla) dès 2,5sec	49
Figure 3.11	Évolution de la densité de courant J (A/sq.m) dès 2,5sec	50
Figure 3.12	Distribution successive de la perte totale Watt/cu.m dès 2,5sec.....	51
Figure 3.13	Distribution de lignes de flux Wb/m d'es 2,5sec	52
Figure 3.14	Lignes de flux Wb/m, en mode de freinage ,10A dc	53

Figure 3.15	Distribution de la densité des champs magnétiques B (Tesla),	54
Figure 3.16	Distribution de vecteur des champs magnétiques B	54
Figure 3.17	Courbe du couple (N.m) de moteur 7.5kW, triphasé,.....	55
Figure 3.18	Courbe de torque-vitesse du moteur, triphasé, en mode.....	56
Figure 3.19	Courbe de courant direct (A) de l'excitation des phases du moteur	56
Figure 3.20	Impact du moment d'inertie sur le taux décroissant de la vitesse transitoire.....	57
Figure 3.21	Impact du courant continu sur le taux d'amortissement de la vitesse.....	58
Figure 3.22	Courbe de torque-temps du moteur, triphasé, en mode de freinage, 35A dc	58
Figure 3.23	Courbe de torque-temps du moteur, triphasé, en mode de freinage, 16A dc	59
Figure 3.24	Courbe de torque-temps du moteur, en mode de freinage, 10A dc	59
Figure 3.25	Impact du couple de charge sur la réponse de la vitesse mécanique d'un moteur.....	60
Figure 3.26	Analyse fréquentielle de l'amplitude de la vitesse (FFT).....	61
Figure 3.27	Densité des champs magnétiques dans une coupe transversale.....	62
Figure 3.28	Distribution de densité de courant dans les.....	62
Figure 3.29	Amortissement de la vitesse (rpm) l'échelon de courant continu	63
Figure 3.30	Vitesse (rpm) Courant continu de freinage de 10A	64
Figure 3.31	Champs B-Courant continu de freinage de 10A, couple	65
Figure 3.32	Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique	66
Figure 3.33	Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique	66
Figure 4.1	Courant de freinage imposé aux bornes (A)	67
Figure 4.2	Courbe de vitesse (N.m)	68
Figure 4.3	Courbe de couple de charge (N.m) et le couple de moteur.....	68

Figure 4.4	Survitesse (rpm) après 2.6sec	69
Figure 4.5	Champs magnétiques B (Tesla)	69
Figure 4.6	Pertes totales du freinage (kW).....	70
Figure 4.7	Pertes (kW) lors du démarrage (opération normale, 380Vac, 50hz)	70
Figure 4.8	Courant d'injection aux bornes (A).....	71
Figure 4.9	Évolution de la vitesse non stabilisée (rpm)	72
Figure 4.10	Courbe de pertes dans les matériaux(kW)	72
Figure 4.11	Rapport cyclique de moteur	73
Figure 4.12	Injection du courant avec rapport cyclique de 50%.....	74
Figure 4.13	Pertes ohmique et magnétiques dans les matériaux (kW)	74
Figure 4.14	Couples de charge (N.m)	75
Figure 4.15	Fluctuation de la vitesse lors du freinage, la vitesse initiale de zéro	76
Figure 4.16	Pertes totales (W).....	76
Figure 5.1	Bobine de l'injection du courant à travers	78
Figure 5.2	Écoulement des champs magnétiques à travers le rotor	78
Figure 5.3	Stator d'un moteur et le trou de boulon.....	79
Figure 5.4	Couple de charges (N.m) 7.5kW, 380V, 50Hz	79
Figure 5.5	Courant (A), mode d'opération normale, 380 AC, 50hz, 7.5kw	80
Figure 5.6	Densité des champs magnétiques (Tesla) par l'injection de courant dans le rotor.....	80
Figure 5.7	Couple de charge (N.m) et de moteur Idc de10 A	81
Figure 5.8	Pertes totales (W) et la vitesse	81
Figure 6.1	Disque principal 1, génératrice	86
Figure 6.2	Disque 2, moteur	87
Figure 6.3	Modèle laboratoire du système de Transmission sans contact	88

Figure 6.4	Maillage 2D de deux disques	89
Figure 6.5	Caractéristiques des amants NdFe35	91
Figure 6.6	Simulation 3D d'un aimant NdFe35	91
Figure 6.7	Simulation 2D d'un aimant NdFe35.....	92
Figure 6.8	Méthode de l'itération, Quasi-newton	93
Figure 6.9	Simulation des lignes et vecteurs de champs	94
Figure 6.10	Profil 3D de champs environnants et la cohérence	95
Figure 6.11	Distribution successive de la densité de champ magnétique,	97
Figure 6.12	Distribution successive de la densité des champs magnétiques- vecteur B,.....	98
Figure 6.13	Modèle spatial stationnaire et l'amplitude des champs	99
Figure 6.14	A (Wb/m) Distribution de la densité de ligne des flux	99
Figure 6.15	Lignes de flux (Wb/m), vitesse de 3645rpm.....	100
Figure 6.16	Vecteur des flux (Wb/m), vitesse de 3645rpm	100
Figure 6.17	Distribution de la densité des champs magnétiques B(Tesla)	101
Figure 6.18	Distribution des champs magnétiques H (A/m) dans	101
Figure 6.19	Distribution de normes de champs H (A/m) dans une	102
Figure 6.20	Densité de la force superficielle à la vitesse 3645rpm.....	102
Figure 6.21	Puissances actives de disque et de charge, vitesse 3645rpm, la charge montrée	103
Figure 6.22	Courbe de la vitesse disque 1 et 2 avec couple de charge de la figure 7.23	104
Figure 6.23	FFT de la vitesse et spectre des harmonies.....	104
Figure 6.24	Couple de charge cascade entre 0,0008-1,55N.m.....	105
Figure 6.25	Plage du glissement de vitesse successive	105

Figure 6.26	Courbe de la force (amplitude) du disque un avec un couple de charge	106
Figure 6.27	Courbe de la force(x) du disque un, vitesse 3645rpm	106
Figure 6.28	Courbe de la force(Y) du disque un(Newton).....	107
Figure 6.29	Courbe du couple-disque un, avec un couple de charge 1.5N.m, 3645 rpm	107
Figure 6.30	Courbe de couple disque deux (rotor).....	108
Figure 6.31	Distribution des pertes (W/cu.m) dès démarrage vitesse 3645rpm	109
Figure 6.32	Pertes totales dans les matériaux (kW)	109
Figure 6.33	Courbes de vitesse en fonction du temps (rpm).....	110
Figure 6.34	Courbes de puissance (W) sur l'arbre du moteur et l'arbre	111
Figure 6.35	Pertes dans les matériaux (dans les disques) charge 0.736kW	112
Figure 6.36	Couples mécaniques des arbres (N.m).....	112
Figure 6.37	Courbe de vitesse instable de la génératrice	113
Figure 6.38	Courbes de la vitesse (rpm) en fonction de la force axiale, NdFe35, 1400mm	114
Figure 6.39	Une charge croissante appliquée sur l'arbre, NdFe35, 1400mm	115
Figure 6.40	Puissance sur l'arbre de moteur et la génératrice (W)	115
Figure 6.41	Couples concurrentiels entre deux disques pour converger dès 25 secondes.....	116
Figure 6.42	FFT de la vitesse	116
Figure 6.43	Amplitude de la force de disque un (Newton)	117
Figure 6.44	Force(x) de disque 1 sur l'axe (x), (Newton).....	117
Figure 6.45	Force(Y) de disque 1 sur l'axe(Y), (Newton).....	118
Figure 6.46	Couple de charge sur l'arbre de génératrice (N.m).....	118
Figure 6.47	Vitesse du moteur (3645rpm) et la génératrice.....	119

Figure 6.48	Puissance de l'arbre du moteur (W).....	120
Figure 6.49	Pertes dans les matériaux (kW).....	120
Figure 6.50	Vitesse de l'arbre de génératrice en régime permanent (rpm).....	121
Figure 6.51	Charge sur l'arbre du disque (W)	122
Figure 6.52	Puissance des disques un et deux (W)	122
Figure 6.53	Pertes des aimants de disques(kW).....	123
Figure 6.54	Couple de charge-imposé à l'arbre de la génératrice (N.m)	123
Figure 6.55	Vitesse de la génératrice en fonction de la vitesse du moteur (3645rpm)	124
Figure 6.56	Puissance résultante sur l'arbre des disques un et deux (W)	124
Figure 6.57	Échelon de la charge imposé sur l'arbre de la génératrice (N.m)	125
Figure 6.58	Puissance de la charge sur disque deux (W).....	125
Figure 6.59	Pertes totales des aimants(kW)	126
Figure 6.60	Couple mécanique sur l'arbre du moteur (N.m)	126
Figure 6.61	Vitesse du moteur (3645rpm) et de la génératrice	127
Figure 6.62	Puissance résultant sur l'arbre du moteur et de la génératrice (W)	127
Figure 6.63	Perte des aimants (kW)	128
Figure 6.64	Couple de charge (N.m).....	128
Figure 6.65	Vitesse (rpm) de la génératrice et du moteur (3645 rpm)	129
Figure 6.66	Puissance de disques (W) dans une condition instable.....	129
Figure 6.67	Couple imposé sur l'arbre de la génératrice (N.m).....	130
Figure 6.68	Pertes totales des aimants (kW)	130
Figure 6.69	Vitesse de la génératrice et du moteur (rpm)	131
Figure 6.70	Puissance résultante de la génératrice et du moteur (W)	131
Figure 6.71	Couple de deux disques et leur convergence (N.m)	132

Figure 6.72	Couple électrique imposé et le couple résultant de la génératrice (N.m)	132
Figure 6.73	Couple de charge appliqué sur l'arbre du moteur (N.m)	132
Figure 6.74	Pertes totales dans les matériaux (kW)	133
Figure 6.75	FFT de la vitesse lors de la synchronisation	133
Figure 6.76	FFT de la puissance	133
Figure 6.77	Vitesse de la génératrice et du moteur (rpm)	134
Figure 6.78	Puissance résultant sur l'arbre de la génératrice et du moteur (W)	134
Figure 6.79	Pertes totales dans les matériaux (kW)	134
Figure 6.80	FFT de puissance	135
Figure 6.81	Couple de charge (N.m) appliqué sur l'axe de la génératrice	135

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

2D	Bidimensionnelle
3D	Trois dimensionnelle
AC	Courant alternatif
B	Champs vectoriels Tesla
CT	Transformateur de courant
CU	Cuivre
DC	Courant continu
E	Énergie
F	Fréquence
H	Champs vectoriels A/m
I	Courant
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
L	Inductance
P	Puissance active
R	Résistance
RPM	round per minute
S	Glissement
CSST	Commission de la santé et la sécurité du travail
SEC	Secondes
T	Couple de charge

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES (suite)

V	Tension
W	Watt
WK2	Inertie totale de l'arbre
Ψ	Flux
Ω	Vitesse angulaire (Matlab)

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

A	Ampère
A	Vecteur potentiel
B	Densité de flux magnétiques, induction
FFT	Fast fourier transform
H	Densité des champs magnétiques A/m
Ia	Courant de source phase a
Ib	Courant de source phase b
Ic	Courant de source phase c
J	Densité du courant A per mètre carré
J	Joule
M	Moment d'inertie
N.m	Newton-mètre
Core loss	Pertes de courants Foucault et les pertes d'hystérésis ;
Solid loss	Perte résistive dans un volume ;
Strand. loss	Perte résistive dans un circuit externe ;
Loss R	Perte résistive dans un circuit interne $R \cdot I^2$;
Tesla	Induction électromagnétique
W	Pertes dans les matériaux
Wb	Weber
Wb/m	Densité de flux magnétiques (Weber per mètre)

INTRODUCTION

Ce Mémoire décrit une méthode de la modélisation de freinage électrique d'une machine asynchrone recourant à des modèles multi variables et paramétriques des champs électromagnétiques afin de visualiser les performances transitoires de la machine durant les trois phases de fonctionnement : la phase en régime permanent de machine branchée au réseau, la phase en régime de déconnexion, en régime d'injection du courant continu dans deux enroulements de la machine et aussi l'étude de la simulation d'une machine suralimentée. Le mémoire concerne donc sur le freinage dynamique triphasé alimenté directement à partir du réseau électrique sans convertisseur statique intermédiaire.

L'analyse est orientée sur deux axes : l'analyse de variables électrique et physique de l'intérieur de la machine à l'aide des équations de Maxwell et, l'analyse des paramètres électriques à partir des circuits externes à l'aide des équations de modèle équivalent et du logiciel MATLAB.

Les chapitres s'appuient à la partie théorique des articles IEEE, mathématique avancée des articles scientifiques couvrant la simulation et l'analyse numérique, analogique dans un état temporel et fréquentiel. À la fin, les résultats sont validés par l'essai sans charge, l'essai en charge et l'essai de performance dans le laboratoire afin d'établir une boucle fermée de l'analyse et la partie théorique développée. Cette partie empirique rend bien une vision vaste pour des fabricants et manufacturiers.

En plus, nous verrons une analyse interne de la machine électrique à l'aide de logiciel Maxwell ainsi qu'une analyse externe à l'aide de logiciel Matlab pour des circuits extérieurs.

CHAPITRE 1

MISE EN SITUATION

1.1 Introduction

Ce chapitre présente l'étude de système de freinage dynamique d'une machine asynchrone. Le freinage dynamique, parmi les différents modes de freinage, est distingué pour sa caractéristique économique et technique en tenant compte des avantages et inconvénients. Ainsi, cette méthode élabore un certain avantage des cas de régénération (Bauman, 1991) et aussi de *plugging* (freinage par inversion des phases) pour introduire un système dynamique pour lequel la conception profite de la caractéristique de chaque méthodologie (Hairik, 2010).

1.2 Les modes de freinage électrique

Le freinage régénératif est utilisé pour récupérer l'énergie mécanique à partir de l'énergie de la perte de freinage et de décélération. Le moteur électrique fonctionne en tant que génératrice durant la période de freinage : selon la figure 1.1, ce convertisseur électrique est dessiné pour permettre la récupération de l'énergie mécanique, dans les phases de freinage, provenant de l'inertie de l'arbre tournant (sous forme de l'énergie électrique et son renvoi dans la ligne d'alimentation. Lorsque la disposition de la ligne d'alimentation ne le permet pas, cette énergie est dissipée par effet Joule, dans des résistances ou bien dans l'enroulement de la machine.

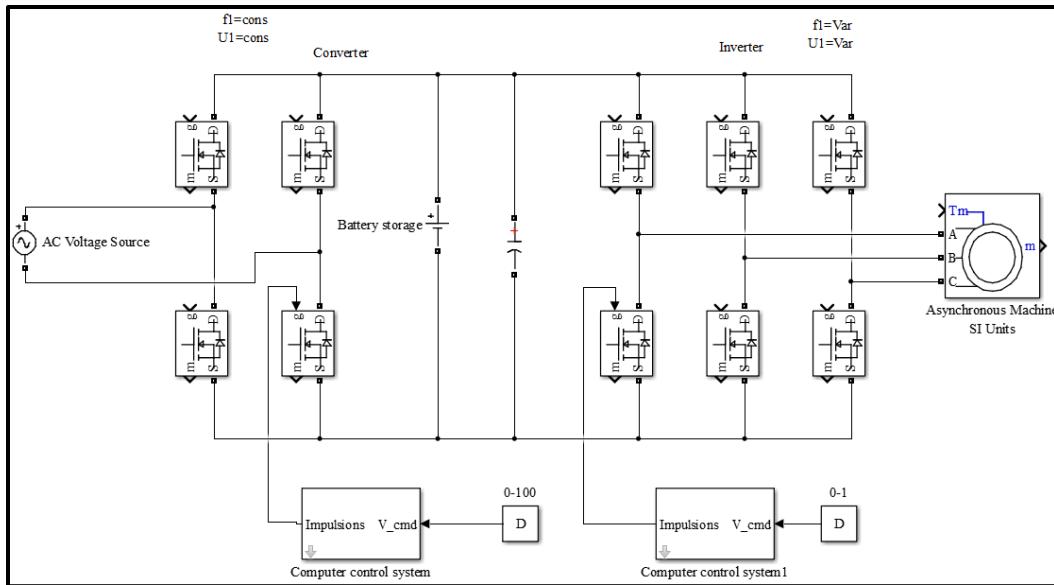


Figure 1.1 Schéma d'un convertisseur de freinage

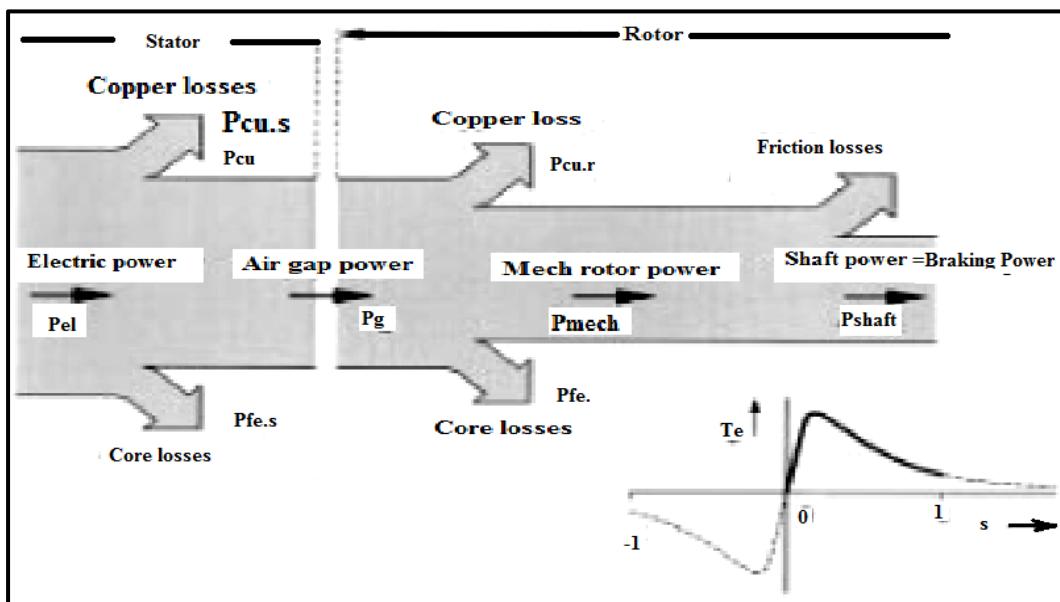


Figure 1.2 Direction de l'écoulement d'énergie en fonctionnant moteur
Adaptée de Jiang (2001, p.1300)

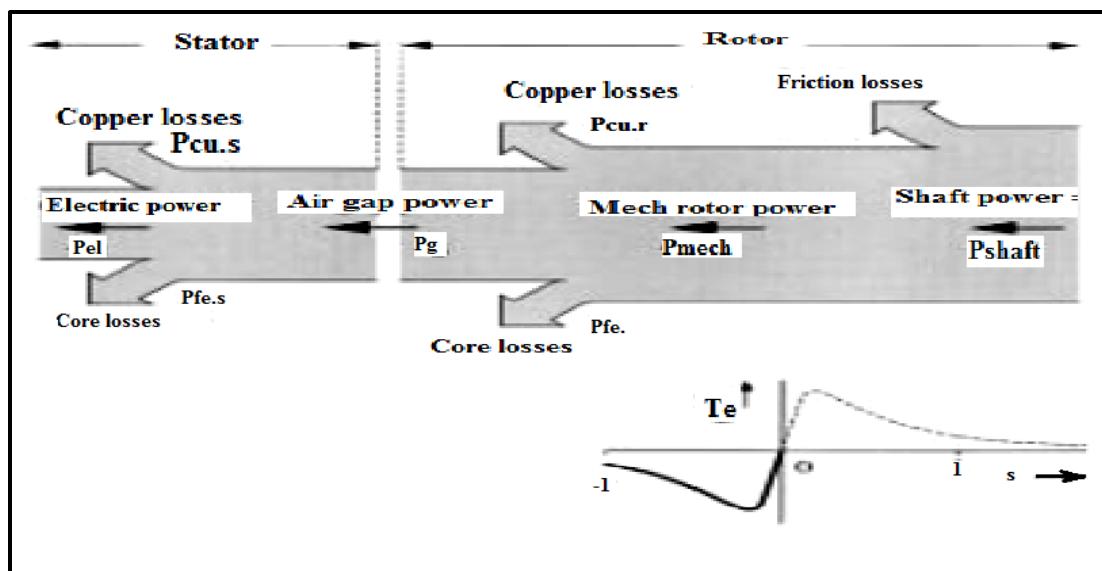


Figure 1.3 Direction de l'écoulement d'énergie en fonctionnant alternateur
Adaptée de Jiang (2001, p.1300)

Dans un convertisseur de fréquence, les ponts à diode peuvent être remplacés par deux redresseurs à thyristors en montage antiparallèle. Cette configuration permet d'adapter le pont redresseur au mode de fonctionnement : moteur ou génératrice, cette solution pourrait consister à dissiper l'énergie de freinage dans une résistance ou vers le réseau. Le pont moteur convertit la tension alternative triphasée en tension continue.

1.3 Étude du système de freinage dynamique DC pour des moteurs asynchrones

Le système de freinage dynamique (la figure 1.5) DC est appliqué à des moteurs asynchrones afin de fournir un procédé rapide, freinage non mécanique. En développant un ancien système mécanique de freinage par friction, le nouveau système de freinage dynamique DC se propose de fournir un effet du freinage assez cohérent dans un délai acceptable, moins de trois secondes.

Le système de contrôle commande un transfert d'énergie en déconnectant l'alimentation AC et injectant un courant continu afin de freiner efficacement. La distribution du courant est identique à celle obtenue, en alimentation alternative, à l'instant du passage d'un des

courants par son maximum. Le champ magnétique ne tournant plus, le glissement est directement proportionnel à la vitesse d'où la caractéristique de couple de freinage présentée (Figure 1.3).

Généralement, un moteur peut être utilisé d'une manière qu'il produit assez de couple de freinage. Ceci est réalisé soit en injectant le courant continu dans le stator, soit de sorte qu'il fonctionne comme une génératrice à induction à auto-excitation.

Il est nécessaire de considérer les effets de chauffage supplémentaires occasionnés par injection de courant continu dans les enroulements du stator et du moteur pour la capacité de dissipation de la chaleur. Lors du démarrage normal de moteur, la chaleur générée dans le rotor est égale à l'énergie stockée dans les pièces en rotation. Cette dernière est une fonction de WK^2 (Figure 1.4) pour déterminer la chaleur d'un moteur pendant le démarrage, l'arrêt où se répète à un intervalle régulier

1.4 Principes généraux de calcul des besoins en freinage électrique

Ci-après le calcul (Shemenske, 1983) montre un exemple expérimental d'un moteur de 5 HP avec une charge nominale de 4,2 HP qui est utilisé pour 1 min, démarrage, arrêt, puis redémarrage, 30 fois à l'heure. Nous supposons que l'inertie totale de l'arbre(WK^2) du moteur et son couple de charge sont connus pour être de $9,1lb.ft^2$, le stator et le rotor ont des résistances de 0,658 et 0,51 ohm. La puissance de freinage requise est en fonction de la charge entraînée et celle-ci doit être freinée dans un délai spécifié. Il faut savoir que les dispositifs utilisés pour le freinage électrique sont dimensionnés en fonction de la puissance de freinage. La puissance de freinage mécanique dépend du couple de freinage et de la vitesse.

Perte de rotor :

$$Watt \cdot sec = 0,0074 \cdot \frac{WK^2}{g} \cdot (synchr/min)^2 \cdot (S_1^2 - S_2^2) = 6812 \quad (1.1)$$

$$Watt \cdot sec = 0,0074 \cdot \frac{9.1^2}{32.2} \cdot (1800)^2 \cdot (1^2 - 0^2) = 6812$$

WK^2 : l'inertie totale de l'arbre

r/min : vitesse du rotor

t : temps d'arrêt, seconde

T_{av} : Couple moyen

Perte de Stator: $\frac{Rs}{Rr} = 1,29$ et Watt. sec = $1,29 \times 6812 = 8788$ watt. sec

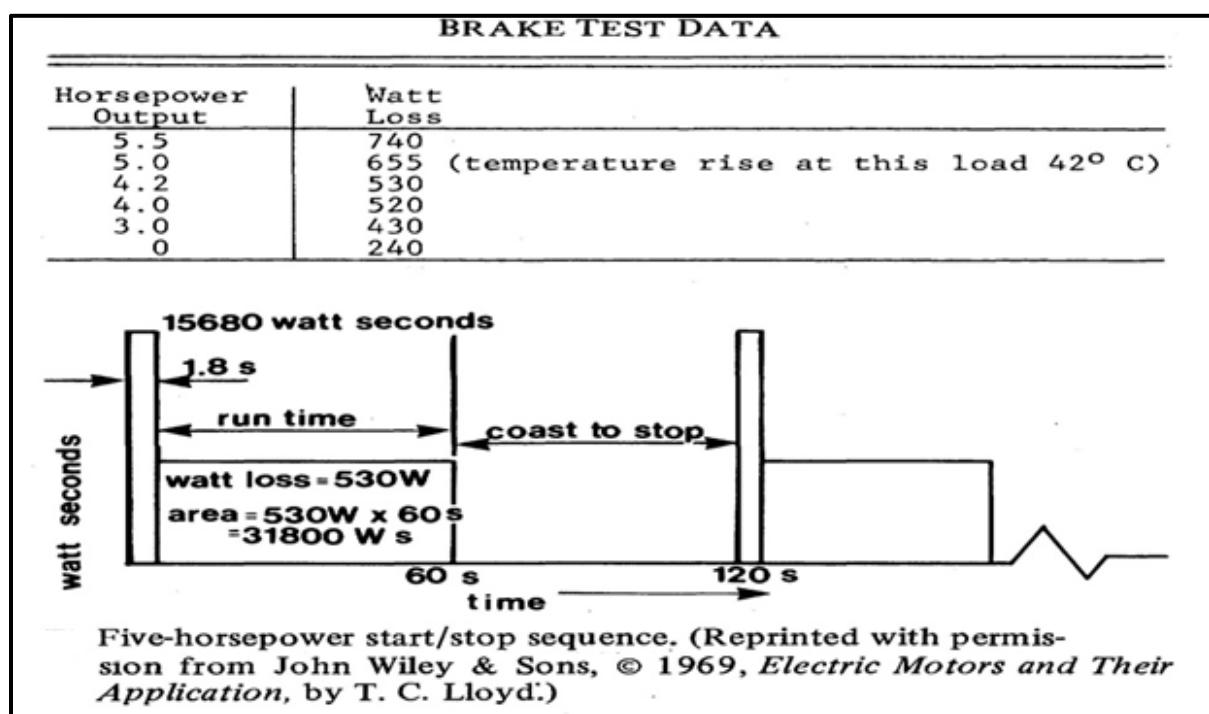


Figure 1.4 Calcul thermique d'un rapport cyclique du freinage
Tirée de Shemenske (1983, p.823)

La chaleur totale (perte) générée dans le stator et le rotor pendant le démarrage du moteur est égale :

$$6812 + 8788 = 15\,600 \text{ Watt.sec}$$

Dans les données de test de freinage de moteur, à la charge de 5HP, la température s'élève jusqu'au 42°C , et la perte de puissance est 655W. Par conséquent, dans 2 min de fonctionnement normal du moteur, la somme est égale à :

$$655\text{W.} (120) \text{ sec} = 78600 \text{ Watt.sec}$$

Pendant le démarrage : 15600 Watt.sec

Pendant l'opération : $530 * 60 = 31800$ Watt.sec

La somme est égale à : 47400 pour deux cycles
et l'augmentation de la température est égale à :

$$\frac{47400}{78600} \times 42 \text{ degc} = 25,3^{\circ}\text{C}$$

$$\text{Énergie} = E1 - E2 = 1.71 Wk^2 \left[\frac{N2^2}{100^2} + \frac{N1^2}{100^2} \right] = 5012 \text{ Watt.sec} \quad (1.2)$$

$$E.Ws = 5012 \times 1,36 = 6816 \text{ Watt.sec}$$

Ce niveau d'énergie calculé représente celle de cinétique stockée. Soient nos données de test, lorsque le courant de stator est appliqué en courant continu de deux fois de courant de charge aux enroulements de stator et sa charge est couplée par l'intermédiaire d'un système de transmission de puissance, donne un équivalent $2/3$ de la capacité de couple de l'arrêt. Pour un moteur de 5 HP à 1750 tr / min, le couple équivalent est égal à :

$$T = \frac{hp(5250)}{r/min} \quad (1.3)$$

$$T = 5 \times 5250 / 1750 = 15 \text{ lb.ft}$$

Ce couple de charge représente 2/3 de couple désiré afin d'arrêter le moteur, alors :

$$T = 15 * 2/3 = 10 \text{ lb.ft}$$

C'est le taux de retard de freinage de rotor, le délai pendant lequel le moteur et la charge arrêtent est égal à :

$$\text{Temps: } t = \frac{WK^2}{308T} = \frac{9.1 \times 1750}{308 \times 10} = 5,17 \text{ sec} \quad (1.4)$$

Le délai de 5,17 secs est calculé pour dissiper les pertes

Avec le courant continu injecté :

$$15600 + 31800 + 12150 = 59550 \text{ Watt.sec}$$

$$59550 / 78600 \text{ } 42^\circ\text{C} = 31,8 \text{ } ^\circ\text{C augmentations}$$

Avec double de courant injecté :

$$15600 + 31800 + 17135 = 64535 \text{ Watt.sec}$$

Par conséquent, l'augmentation de la température est égale à:

$$64535 / 78600 \text{ } 42^\circ\text{C} = 34,5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Avec *plugging* :

$$\text{Watt.sec} = 15600 + 31800 + 46798 = 94198 \text{ Watt.sec}$$

L'augmentation de la température est égale à :

$$94198 / 78600 \times 42 = 50,3 \text{ } ^\circ\text{C}$$

L'utilisation du freinage électrique (interne) est, toutefois, combinée avec succès (le type à disque de friction) externe à fournir le meilleur des deux modes et, le temps de freinage est donc ajusté à une valeur inférieure à celle du cas précédent (équation 1.2).

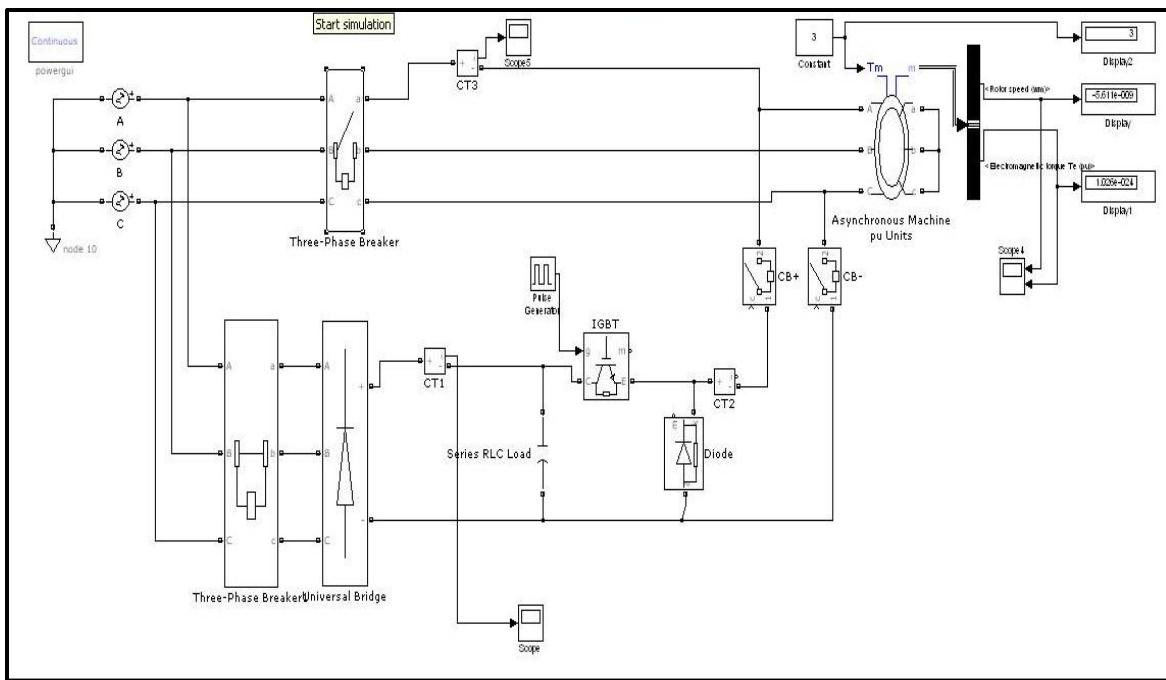


Figure 1.5 Convertisseur de freinage
Adaptée de Erickson (1997, p.31)

Le courant continu (créé par un module Buck-Boost) induit un champ magnétique fixe dans le rotor, l'enroulement au rotor est donc soumis et s'oppose à des variations de la vitesse mécanique angulaire (Figure 1.5). Une force, électromagnétique induite, crée des courants contre de la vitesse mécanique angulaire. La machine est arrêtée jusqu'au zéro de la fréquence de stator à partir de sa grande vitesse mécanique angulaire pour certaines valeurs de couple de charge.

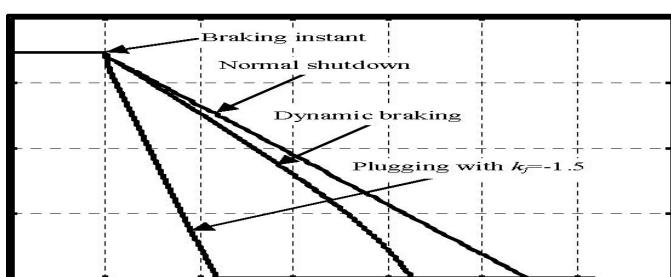


Figure 1.6 Trois types de freinage (Vitesse-Temps)
Tirée de Hairik (2010, p.4)

La figure 1.6 (Hairik, 2010) décrit un décalage du freinage pour un arrêt normal, le freinage dynamique, la méthode de freinage avec une charge de TL égale à 400 Nm. Le courant de rotor sert de l'énergie de freinage imposé par sa capacité de chaleur et sa force pendant des séquences de démarrage-arrêt. En initiant le freinage dynamique, le flux de stator est diminué au zéro et un courant continu est appliqué aux enroulements des stators afin de créer une puissance de freinage maximale dans le rotor.

La figure 1.7 présente un modèle régénératif de l'entraînement du rotor d'une machine à induction, par des moyens externes, au-dessus de sa vitesse synchrone inverse la polarité de la tension et du courant rotorique induit, rend le glissement négatif, et la machine génère un courant à un facteur de puissance en avance et le réinjecte dans le réseau électrique. La caractéristique de couple de la génératrice asynchrone est symétrique de celle du moteur.

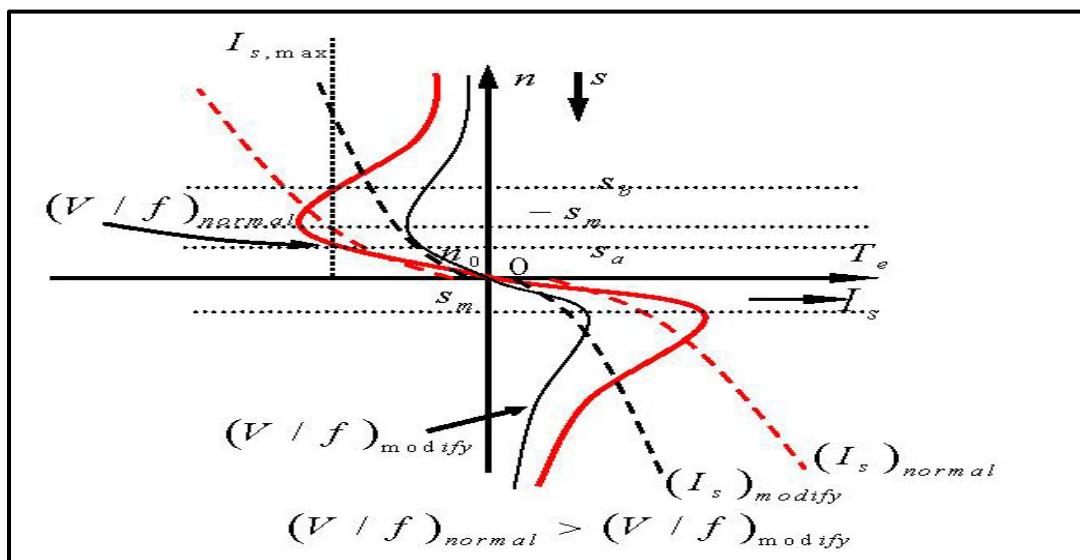


Figure 1.7 Caractéristique de la Tension-fréquence d'un moteur asynchrone
Tirée de Wang (2005, p.1448)

Les équations ont les mêmes conditions où le glissement est devenu négatif. La réduction de la fréquence d'alimentation d'un moteur asynchrone en rotation le fait fonctionner passagèrement en génératrice jusqu'à ce que sa vitesse chute au-dessous du nouvel état synchrone.

La réduction de la tension, à fréquence fixe, V/f entraîne une augmentation du glissement pour maintenir le même couple. Selon l'équation, figure 1.7, le couple « T_e » est proportionnel au carré de la tension par lequel le circuit de commande permet de régler la vitesse sur une étroite gamme. Les inconvénients se montrent par une baisse du rendement, une augmentation instantanée des pertes dans le rotor et le stator, éventuellement une surcharge thermique, alors une réduction du couple maximal.

Le circuit équivalent complet d'un moteur à induction doit comprendre la résistance R_s d'enroulement du stator, la réactance de fuite $\omega \cdot L_s$ et les composantes de magnétisation. La figure 1.8 représente un circuit approximatif à branche de magnétisation placée aux bornes de l'entrée :

$$-\frac{(1 - s_a)^2}{s_a} \cdot R_r \cdot I_r^2 = R_r \cdot I_r^2 + R_s \cdot I_s^2 + P_{s.loss} \quad (1.5)$$

$$R_s \cdot I_s + j \omega \cdot L_s \cdot I_s + j \omega \cdot L_m \cdot (I_s + I_r) = U_1 \quad (1.6)$$

$$R_r \cdot I_r + j \omega \cdot L_r \cdot I_r + j \omega \cdot L_m \cdot (I_s + I_r) + \frac{(1 - s_a)}{s_a} \cdot R_r \cdot I_r = 0 \quad (1.7)$$

En ignorant $P_{s.loss}$:

$$\frac{-1}{s_a} \cdot R_s = \left[\frac{+j \omega \cdot (L_r + L_m)}{j \omega \cdot L_m} \right]^2 \cdot R_s \quad (1.8)$$

Alors : $j \omega \cdot (L_r + L_m) \gg \frac{R_s}{s_a}$ et $L_r \ll L_m$

En ignorant : $\frac{R_s}{s_a}$ et L_r

Le couple de charge maximal est égal à :

$$s_a = \left[\frac{-R_r}{R_s^2 + (\omega_1 L_s + \omega_1 L_r)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.9)$$

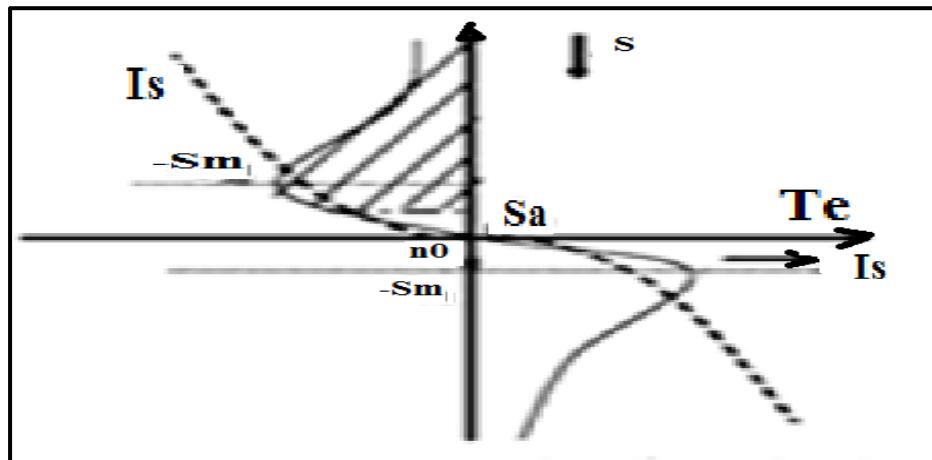


Figure 1.8 Valeur maximale de V / f avec l'état de limitation de courant
Tirée de Wang (2005, p.1448)

Soit :

$T_{\min} = \alpha \% * T_{e,max}$ (le couple maximal) et $\alpha = 20$ (opération circonstance)

$$R_s \cdot I_s + j \omega \cdot L_s \cdot I_s + j \omega \cdot L_m \cdot (I_s + I_r) = U_1 \quad (1.10)$$

$$R_r \cdot I_r + j \omega \cdot L_r \cdot I_r + j \omega \cdot L_m \cdot (I_s + I_r) + \frac{(1 - s_b)}{s_b} \cdot R_r \cdot I_r = 0 \quad (1.11)$$

$$\left\{ \left[\frac{\omega^2 \cdot L_m \cdot R_r}{s_b} + R_s \right] + j \omega \left[(L_m + L_r) - \frac{\omega \cdot L_m^2 \cdot (L_m + L_r)}{\gamma} \right] \right\} \cdot I_s = U_1 \quad (1.12)$$

$$\gamma = \omega^2 \cdot (L_m + L_r)^2 + \left[\frac{R_r}{s_b} \right]^2$$

En ignorant $\frac{R_r}{s_b}$, L_m et L_r :

$$\frac{U_1^2}{\omega_1^2} = \left[\frac{(R_s + \frac{R_r}{S_a}) \cdot I_{smax}}{\omega} \right]^2 \quad (1.13)$$

Le couple de charge minimal est égal à :

$$T_{e,min} = 3 \cdot n_p \frac{\frac{U_1^2}{\omega_1^2} \cdot \frac{R_r}{S_a} \cdot \omega_1}{(R_s + \frac{R_r}{S_a})^2 + (L_s + L_r)^2} \geq \frac{a}{100} \cdot T_{e,max} \quad (1.14)$$

$$\frac{T_{e,brake}}{T_{e,rate}} = 0.1512 \text{ avec } 100\% I_{rate}$$

$$\frac{T_{e,brake}}{T_{e,rate}} = 0.2907 \text{ avec } 200\% I_{rate}$$

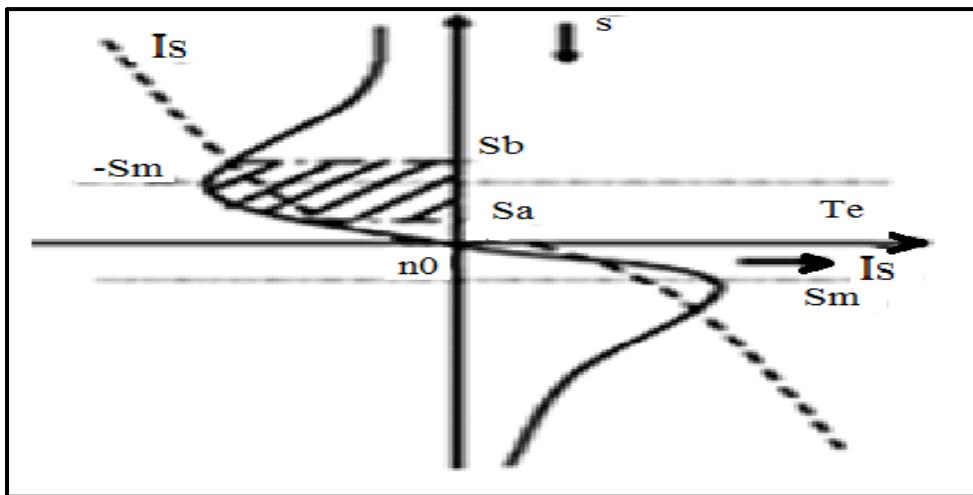


Figure 1.9 Valeur minimale de V / f avec le couple négatif($T_{e,min}$)
Tirée de Xiang (2005, p.1449)

Lors du freinage, le moteur à induction fonctionne dans le deuxième quadrant et, y existe un s_a de la fréquence de glissement où l'énergie de freinage est totalement dissipée par les

résistances. Si $s > S_a$, l'énergie retourne à la source d'alimentation. Au contraire, $s < S_a$ il s'écoulera au moteur de la source. Ainsi, nous pouvons utiliser le moteur tournant, avec $s < S_a$ au début du freinage. Dès que la vitesse du rotor diminue jusqu'au $s > S_a$, la tension des bornes DC de l'onduleur commence à accroître. Ensuite il faut régler la fréquence afin de stipuler à la condition nouvelle $s < S_a$. En répétant de ce processus, nous pouvons arrêter le moteur sans transfert de l'énergie à la source.

La contrainte ci-après est désignée comme « une contrainte énergétique » et, est limitée entre $\{s_a \ s_b\}$, où $s_a = s_b + \text{Delta}$, et Delta est une certaine valeur pour satisfaire la limitation de I_s . Il est donc difficile de mettre en œuvre sans les informations de vitesse du rotor.

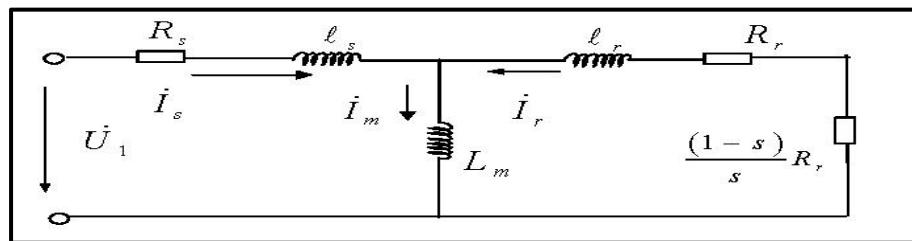


Figure 1.10 Circuit équivalent T du moteur asynchrone
Tirée de Xiang (2005, p.1448)

L'autre contrainte est de (I_s Max), « I_s » de l'onduleur à vitesse variable. Nous réduirons la valeur de V / f pour (V / f consigne) pour garantir $I_s > I_{s \text{ max}}$ lorsque le moteur tourne près de s_b , mais le glissement élevé conduira à un couple de freinage faible, nous déterminons une valeur de V / f pour satisfaire la contrainte de couples. Ainsi, pour mettre en œuvre cette méthode de freinage, nous examinons les trois limites suivantes : « contrainte de l'énergie », «contrainte de I_s », et « contrainte de couple ». En tenant compte ces contraintes, nous choisissons la bonne valeur de fréquence et la valeur propre de V / f .

1.5 Fréquence du glissement avec une contrainte de l'énergie

Le couple magnétique maximal obtenu au glissement (S_m) est indiqué à la figure 1.8. Elle représente la relation entre S_m et S_a , où la zone d'ombre ($s < S_a$), l'onduleur donne le pouvoir au moteur. Dans la zone de $0 - S_a$, l'énergie retourne à l'onduleur.

CHAPITRE 2

CRÉATION DU MODÈLE GÉOMÉTRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1 Introduction

Pour visualiser certains comportements qui pourraient être des sources de l'état transitoire au cours de la durée du freinage des machines asynchrones, la modélisation numérique s'applique pour une solution à partir des éléments finis du modèle. De ce fait, la possibilité de développer une structure simple nous permet d'avoir plus de précision et de gamme des spectres dans le calcul et la conception des paramètres de processus du freinage. Le but de cette analyse est de présenter le rapport de variable indépendante et ses réponses pendant le mode de freinage électrique d'un moteur asynchrone en effectuant une modélisation paramétrique. En effet, de nombreuses simulations montrent que le système paraît linéaire par rapport à l'amplitude de certaines excitations et que, par conséquent, le domaine de chaque variable différente facilite leur rapport afin de proposer une conception expérimentale. On modèlera plusieurs courants continus et couples mécaniques entre deux points d'opération :

- a) sous charge constante AC ;
- b) sous charge constante DC ou en freinage.

Les points d'opération à charge constante et alternative entre deux modes jouent donc un rôle important dans l'optimisation de la conception et des détails. Pour atteindre cet objectif, les structures proposées dans Maxwell sont des représentations mathématiques simplifiées, dérivées de modèles électriques de base. Cette simulation aussi exigera un grand nombre de modèles pluridisciplinaires tels que le modèle thermique et mécanique.

- a) modélisation géométrique de la machine asynchrone à l'aide du logiciel Maxwell en mode de ventilateur et de puissance-constante en interprétant les caractéristiques des matériaux ;
- b) l'élaboration de la géométrie et la définition des composants tournants et de générer le modèle ;
- c) substitution de la géométrie à celle de discréétisée vérifiant la convergence des solutions ;
- d) modélisation de moteur asynchrone ;
- e) tracer des variables indépendantes sur une gamme des données afin de visualiser les résultats et les comportements de la machine sous la forme de contours, distribution de la grandeur calculée ;
- f) validation du phénomène physique réel afin d'éviter des erreurs, géométrie symétrique et débogage de la simulation ;
- g) interprétation des résultats ou des données tirées de la simulation et l'analyse paramétrique des variables complétant du cycle de la conception ou du développement.

Contraintes :

La condition exigée de la durée de trois secondes du temps de freinage et la stabilité de la performance sans intervention d'un convertisseur complexe.

2.2 Crédation du modèle Maxwell de la machine asynchrone

Le moteur de notre étude est un moteur asynchrone triphasé de 7,5kW, 1360rpm, 380V, 50Hz en mode de ventilateur ou de puissance-constante. Le stator est constitué de cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches, plaque de tôles feuilletées, et le rotor est constitué de tôles ferromagnétiques, débarres conductrices, deux anneaux de court-circuit. Le premier objectif est de prédire les aspects les plus significatifs pendant et après le freinage.

Le stator est constitué d'un ensemble de tôles empilées les unes sur les autres et formant le circuit magnétique. Ces tôles sont isolées les unes des autres par isolant magnétique. De plus, au niveau de la partie inférieure du circuit magnétique il y a des encoches uniformément

réparties dans lesquelles on place les enroulements (bobinage) triphasé du stator. Enfin, le rotor en cage d'écureuil est la pièce tournante à l'intérieur du stator qu'il doit designer dans la même coordination indépendante de stator. Il est constitué d'une pile de tôles formant un cylindre plein. Ces tôles comportent des encoches situées à leur périphérie extérieure.

Vu que le moteur est constitué essentiellement d'un stator et d'un rotor, alors pour pouvoir construire le modèle géométrique de cette machine, il suffit de construire le modèle géométrique du stator et celui du rotor. Pour cela, on a besoin de connaître les paramètres (électriques et géométriques) de chaque partie. Par exemple, pour le stator, la longueur du circuit magnétique, le rayon intérieur et extérieur du stator, le type d'encoche et ses dimensions, le nombre d'encoches, les dimensions des barres, angle entre les encoches, la liste de spire par phase, la position des têtes de bobines. Pour le rotor, sa longueur, son rayon, son nombre d'encoches, les capacités thermiques et électriques et les caractéristiques des matériaux. Les non-linéarités produites par la saturation magnétique de l'acier augmentent la durée du calcul et du débogage, mais à l'aide de simulation qui permet d'en affiner la précision sans atteindre la limite du calcul complexe.

2.3 Composant

Le matériau de stator est M19_24G (M19 type de l'acier avec 24 gauge de l'épaisseur) et la courbe de magnétisation est donnée à la figure 2.1 :

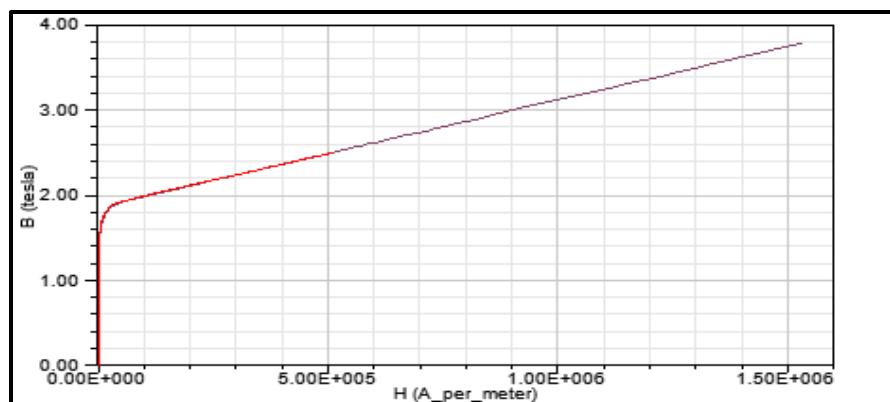


Figure 2.1 Caractéristique du matériau de stator

Ainsi, en choisissant le moteur asynchrone triphasé et en entrant les paramètres électriques dans le module de la base des données, l'analyse passe à l'étape de design et l'analyse avec maxwell pour chaque partie (Machine, Stator et Rotor). Après avoir rempli les paramètres destinés, on peut accéder au modèle géométrique du moteur et ses composants électriques et mécaniques.

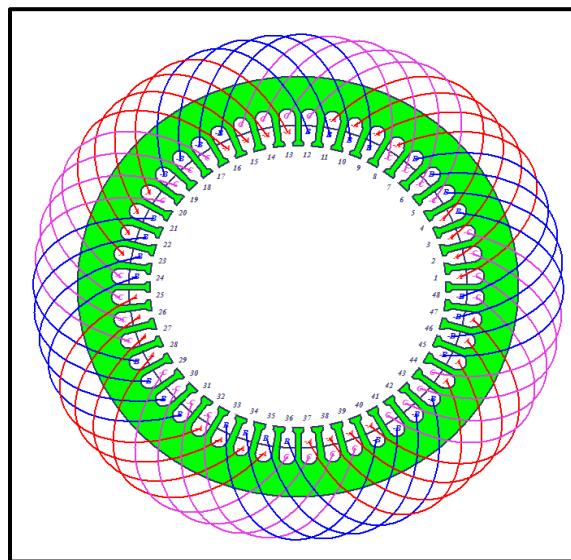


Figure 2.2 Raccordement du stator d'une machine asynchrone, 7,5kW

Le rotor, M19_24G avec Cast_aluminum_75C la courbe est :

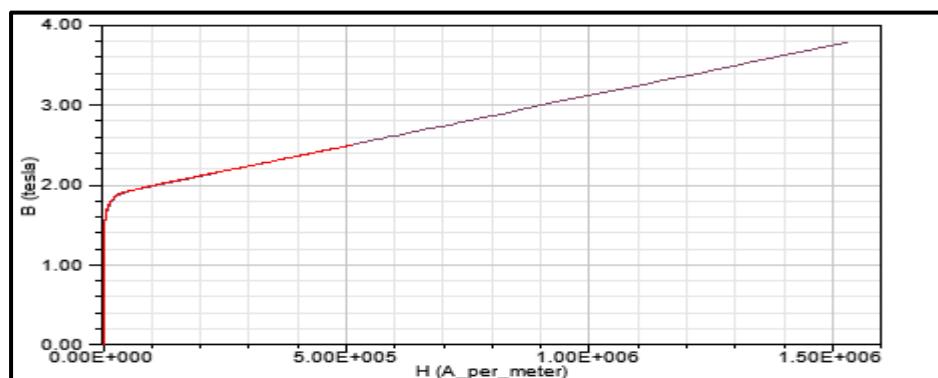


Figure 2.3 Courbe de magnétisation de rotor

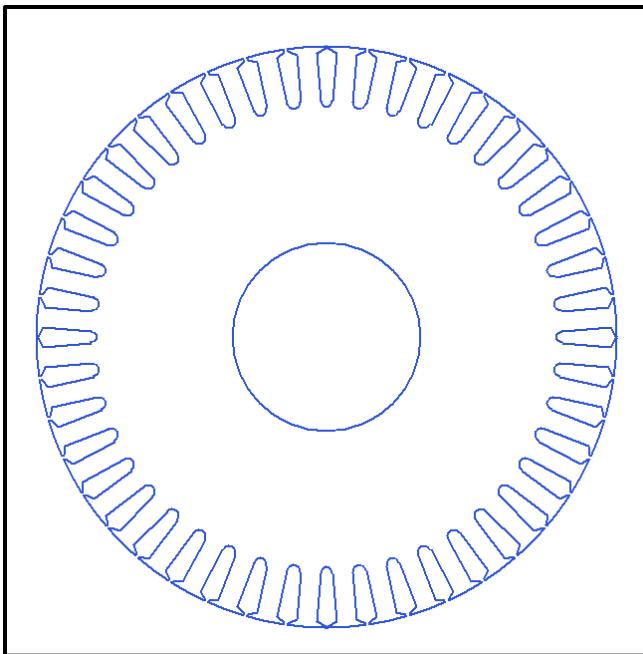


Figure 2.4 Forme géométrique du rotor feuilleté

Ces résultats analytiques nous permettent non seulement de vérifier de manière visuelle les paramètres géométriques et électriques (Machine, Stator et Rotor), mais aussi de valider l'étude électromagnétique de cette machine pour les deux points d'opération (En charge et en freinage). Pour pouvoir effectuer l'étude des forces électromagnétiques par éléments finis du moteur, on a besoin de créer le modèle géométrique 2D de la machine asynchrone triphasée dans le module Maxwell 2D. De plus, l'entrefer étant le siège de conversion électromagnétique de l'énergie, c'est à ce niveau qu'il faut une analyse mathématique minutieuse du comportement du champ électromagnétique pour calculer avec précision le couple mécanique, le coefficient de l'amortissement et le décroissement du temps de freinage.

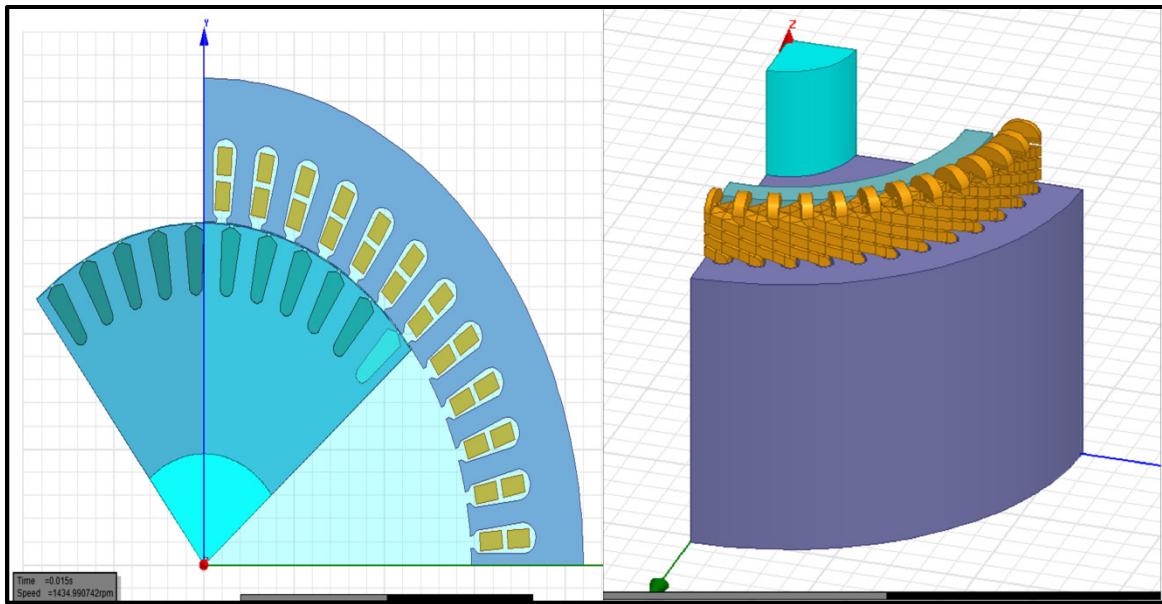


Figure 2.5 Modèle géométrique 2D et 3D du moteur

En raison de la symétrie du moteur, l'étude électromagnétique par éléments finis s'est limitée au 1/4 de la machine pour économiser le temps de calcul et de mémoire de l'ordinateur.

2.4 Le maillage

Dans un champ tournant, l'étude électromagnétique de la machine asynchrone, le maillage présente une étape très importante dans cette étude. Car il influence la durée des calculs et la validation des résultats lors des simulations.

La modélisation consiste en l'élaboration de la géométrie des simulations. C'est une étape de gestion des données géométriques qui vise à récupérer les caractéristiques géométriques pertinentes ainsi qu'à construire un modèle symétrique de la machine de ce chapitre.

Afin d'avoir une durée des calculs raisonnable, il est nécessaire de trouver un compromis entre le relâchement et le raffinement du maillage interne et périphérique pour une bonne convergence par éléments finis de la machine. Raison pour laquelle nous avons considéré les hypothèses suivantes :

- a) on considère que le circuit magnétique est sous la forme massive et non un ensemble de tôles ;
- b) les bobinages sont des conducteurs massifs ;
- c) pour limiter le volume à mailler, les barres du bobinage occupent toute la longueur des encoches et l'isolant possède une faible épaisseur.

Les équations du modèle mathématique et les courbes des matériaux et leurs saturations sont résolues numériquement sur le maillage.

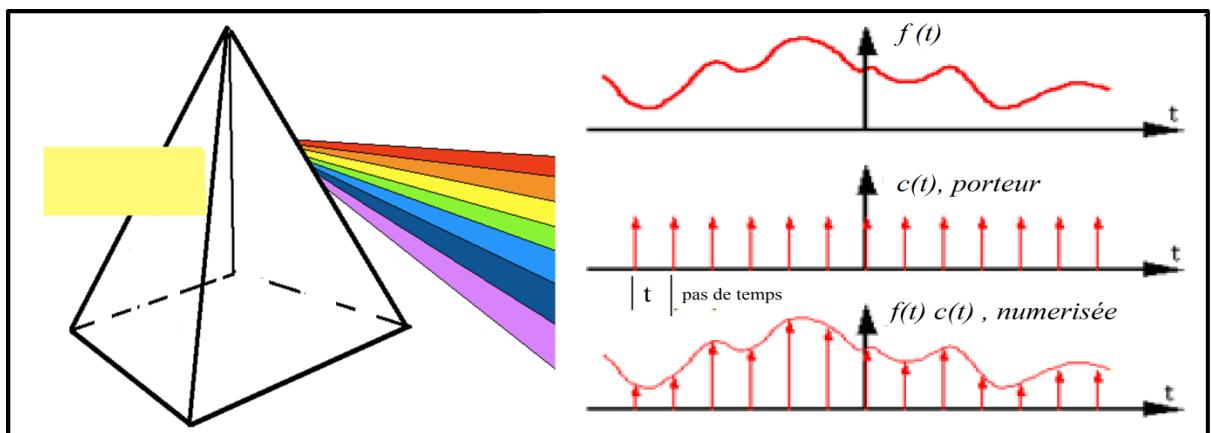


Figure 2.6 Discrétisation spatiale (pas d'espace à gauche) et la numérisation des signaux (pas de temps) des champs magnétiques pour un maillage tétraédrique

2.5 Numérisation

Le pas de temps est un paramètre important afin de valider la réponse de la simulation dans la durée du calcul. La méthode que nous utiliserons inclut deux pas de temps électrique et géométrique. La figure 2.6 montre clairement que le pas de temps est calculé pour un pas de temps de signal porteur pour l'analyse d'un système électrique avec Matlab ainsi que ce lui dans la simulation géométrique, tel que montré dans un prisme, le calcul effectue dans une plage de signaux magnétiques et électriques.

2.6 Simulation de la machine asynchrone en mode normale

La simulation du moteur a nécessité la réalisation du circuit équivalent suivant sur Maxwell :

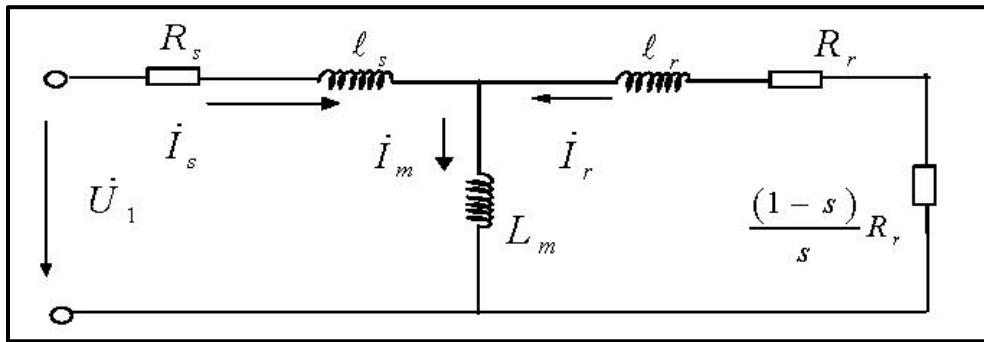


Figure 2.7 Circuit équivalent -T

Où R_r et R_s sont les résistances statorique et rotorique et φ est le flux produit.
L'équation des mailles des circuits I_s et I_r sont égales à :

$$\frac{-(1-Sa)}{Sa} R_r \cdot I_r^2 = I_r^2 \cdot R_r + I_s^2 \cdot r_s + P_{s,loss} \quad (2.1)$$

$$R_s \cdot I_s + j\omega l_s \cdot I_s + j\omega L_m(I_s + I_r) = U_1 \quad (2.2)$$

$$R_r \cdot I_r + j\omega I_r \cdot I_r + j\omega L_m(I_s + I_r) + \frac{(1-Sa)}{Sa} R_r \cdot I_r = 0 \quad (2.3)$$

La matrice des flux produits par les courants sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \varphi^s_{abc} \\ \varphi^r_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^s_{abc} \\ i^r_{abc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où la matrice des tensions de la maille Ir (rotor) est égale :

$$[V^r_{abc}] = r_r \cdot [i^r_{abc}] + \frac{\partial}{\partial t} [\varphi^r_{abc}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Ainsi le stator :

$$[V^s_{abc}] = r_s \cdot [i^s_{abc}] + \frac{\partial}{\partial t} [\varphi^s_{abc}] \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} V^s_a \\ V^s_b \\ V^s_c \end{bmatrix} = r_s \cdot \begin{bmatrix} I^s_a \\ I^s_b \\ I^s_c \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \varphi^s_a \\ \varphi^s_b \\ \varphi^s_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

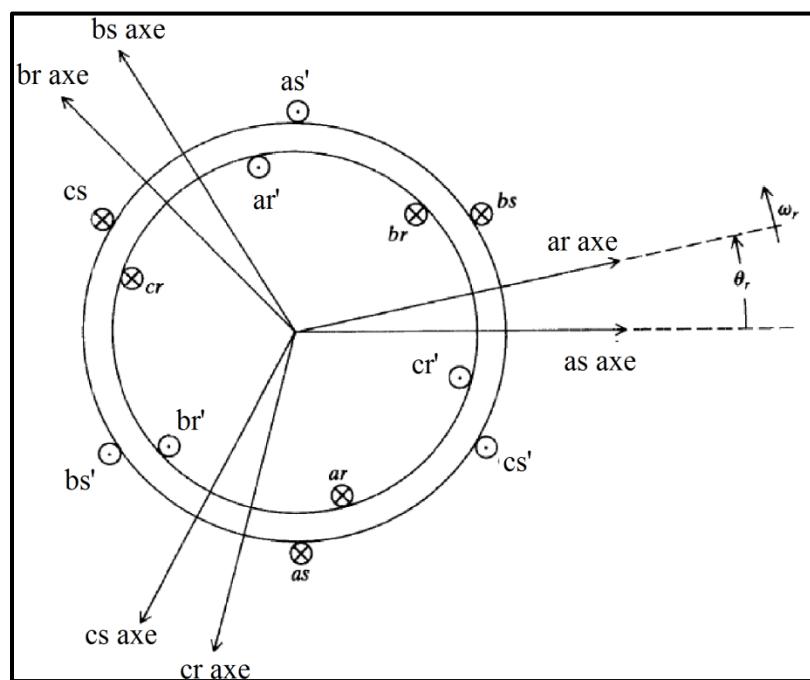


Figure 2.8 Vecteurs des phases de la machine asynchrone
Tirée de Krause (2002, p.143)

Les inductances rotorique et statorique :

$$\begin{bmatrix} L_{ms} \\ L_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_s & \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_{sr} \\ L_{ms} \end{bmatrix}$$

Avec la matrice des inductances statoriques :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

et la matrice des inductances rotoriques :

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La matrice des inductances mutuelles :

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Alors, la matrice des inductances de la machine asynchrone est donnée par (2.10) :

$$\begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) \\ L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

2.7 Les équations de Maxwell, magnétodynamique

Les équations du modèle mathématique et les courbes des matériaux et leurs saturations sont résolues numériquement sur le maillage. Les équations de maxwell à vérifier en magnétodynamique s'écrivent telles que :

$$\text{Rot } \mathbf{E} = \mathbf{dB}/dt \quad (2.12)$$

$$\text{Rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}$$

$$\text{Div } \mathbf{J} = 0$$

$$\text{Div } \mathbf{B} = 0$$

On y associe la loi de comportement magnétique que l'on supposera linéaire :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$$

Ainsi que les conditions aux limites sur les champs :

$$\mathbf{B} \cdot \mathbf{n} = 0 \text{ sur surface parallèle}$$

$$\mathbf{H} \cdot \mathbf{n} = 0 \text{ sur surface parallèle}$$

Le composant normal de l'induction magnétique B est nul sur face extérieure et le composant tangentiel du champ magnétique H est nul sur les profilés.

Afin de résoudre les équations $\text{Rot } H = J_s + J_{\text{ind}}$ et $J_{\text{ind}} = \sigma E$, on considère les champs de vecteurs de l'induction magnétique B étant à divergence nulle, il s'exprime en fonction d'un vecteur A potentiel tel que :

$$\mathbf{B} = \text{Rot } \mathbf{A}$$

Magnétodynamique :

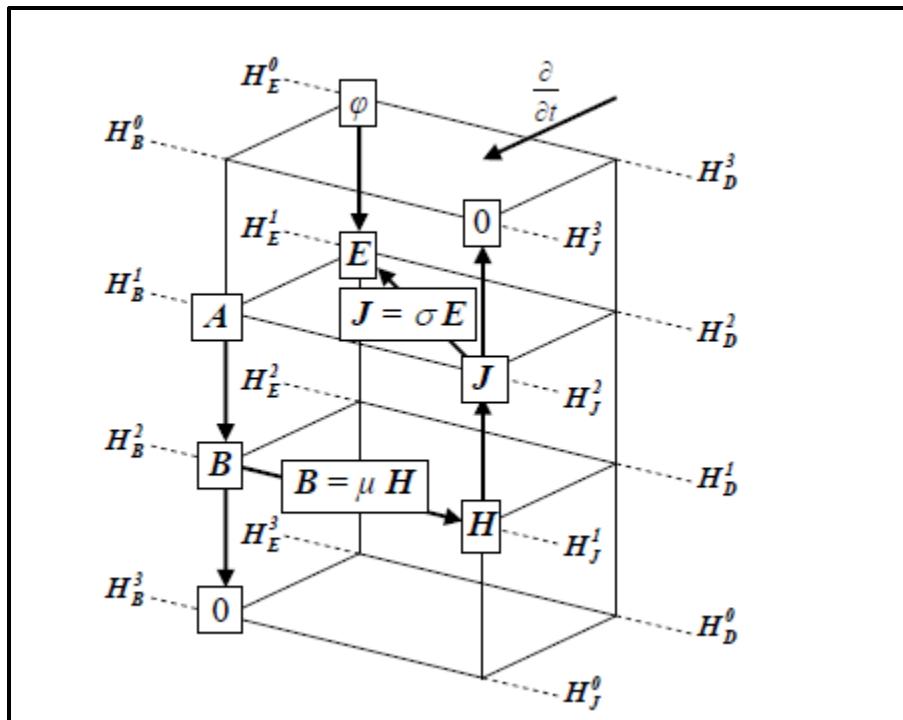


Figure 2.9 Diagramme de Tonti appliquée à la formulation A- φ
Tirée de Korecki (2009, p.43)

$$\text{Rot} \frac{1}{\mu} = \text{Rot } A = J_s - \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \text{Grad} \varphi \right)$$

$$\text{Div } \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \text{Grad} \varphi \right) = 0$$

La formulation A- ϕ :

$$\begin{aligned} \iiint_D (((Rot \frac{1}{\mu} Rot A + \sigma(\frac{\partial A}{\partial t} + Grad \varphi)) - J_s) \cdot \psi d\tau = 0 & \quad \forall \psi \in H_{Rot,e} \\ \iiint_{Dc} \alpha div(\sigma(\frac{\partial A}{\partial t} + Grad \varphi)) d\tau = 0 & \quad \forall \alpha \in H_{grad,e} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \iiint_D (((\frac{1}{\mu} Rot A \cdot Rot \psi d\tau + \iiint_D \sigma(\frac{\partial A}{\partial t} + Grad \varphi) \cdot \psi d\tau) = \iiint_{D_s} \psi \cdot J_s d\tau \\ \iiint_{Dc} \sigma(\frac{\partial A}{\partial t} + Grad \varphi) \cdot grad \alpha d\tau = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Rot \sigma^{-1} Rot T = -\frac{\partial}{\partial t} \mu(H_s + T - grad \Omega) \\ div(\mu(H_s + T - grad \Omega)) = 0 \end{aligned}$$

Tous les calculs ci-devant montrent une durée très longue pour temps de calcul de cette méthode en tenant compte un pas de temps raisonnable.

2.8 Les équations de Maxwell, magnétostatique

La simulation du système a nécessité la réalisation du circuit suivant sur Maxwell. Les équations du modèle mathématique et les courbes des matériaux et leurs saturations sont résolues numériquement sur le maillage.

Les équations de maxwell à vérifier en magnétostatique s'écrivent telles que :

$$Rot H = J \tag{2.14}$$

$$Div. B = 0 \tag{2.15}$$

On y associe la loi de comportement magnétique que l'on supposera linéaire :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.16)$$

Ainsi que les conditions aux limites sur les champs :

$$\begin{aligned} \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} &= 0 && \text{sur surface parallèle} \\ \mathbf{H} \times \mathbf{n} &= 0 && \text{sur surface parallèle} \end{aligned}$$

En tenant compte des asymétries du modèle présenté, il est impossible de réduire le domaine d'étude. Le composant normal de l'induction magnétique \mathbf{B} est nul sur face extérieure et le composant tangentiel du champ magnétique \mathbf{H} est nul sur les profils.

Afin de résoudre les équations $\text{Rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}$, on considère les champs de vecteurs de l'induction magnétique \mathbf{B} étant à divergence nulle, il s'exprime en fonction d'un potentiel vecteur \mathbf{A} tel que la formulation de Magnétostatique s'énonce en débutant par l'équation :

$$\mathbf{B} = \text{Rot } \mathbf{A}$$

Il est possible d'observer selon l'équation (2.17) que la densité de courant peut être s'écrire :

$$\iiint_D \frac{1}{\mu} \text{Rot } \mathbf{A} \cdot \text{Rot} \psi d\tau = \iiint_{D_S} \psi \cdot \mathbf{J}_S d\tau \quad \forall \psi \in H_{\text{Rot}, b} \quad (2.17)$$

La densité du courant numérisé peut s'écrire :

$$\begin{aligned} J_{sh}(x) &= \sum_{i=1}^F \omega_{f_i} J_{sf_i} \\ A_h(x) &= \sum_{i=1}^A \omega_{a_i} A_{ha_i} \end{aligned}$$

$$\sum_{i=1}^A \iiint_D \frac{1}{\mu} Rot \omega_{a_i} \cdot Rot \omega_{a_j} d\tau = \sum_{k=1}^F (\iiint_{DS} \omega_{f_k} \cdot \omega_{a_j} d\tau) Js_{fk} \quad (2.18)$$

$$[S][A_h] = [F][J_{sh}] \quad (2.19)$$

$$S_{i,j} = \iiint_D \frac{1}{\mu} Rot \omega_{a_i} . Rot \omega_{a_j} d\tau$$

$$f_{j,k} = \iiint_D \omega_{f_k} \cdot \omega_{a_j} \, d\tau)$$

En observant la figure 2.10, nous relierons des variables de numérisation des champs magnétiques dans les deux domaines électrique et magnétique. C'est une moyenne mathématique du logiciel pour qu'il puisse vérifier la validation et la convergence des résultats.

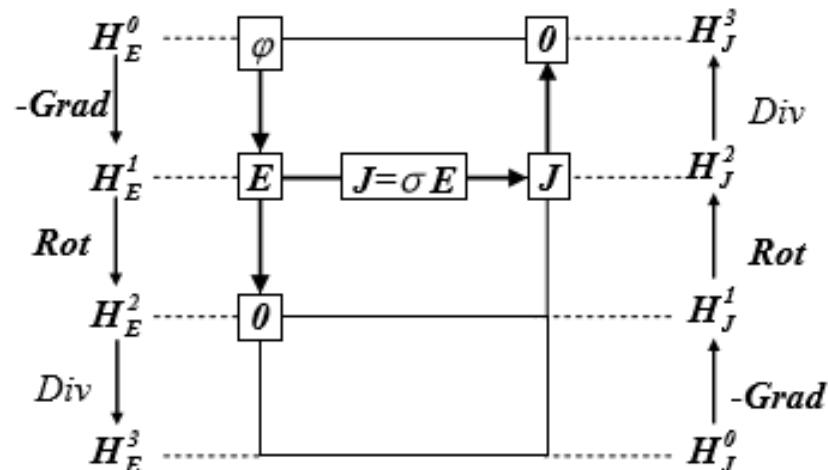


Figure 2.10 Diagramme de Tonti appliqué à la formulation A-φ
Tirée de Korecki (2009, p.40)

Il est possible d'observer sur la figure 2.11 que deux aimants cylindrés déposent un grand nombre d'état du positionnement dans un espace 3D et en fonction de nombre des aimants.

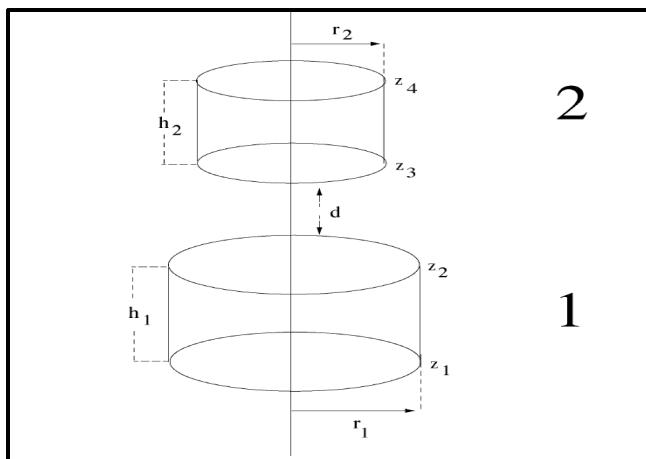


Figure 2.11 Géométrie simplifiée de deux aimants statiques

2.9 L'analyse de fonction du moteur en charge

La figure 2.12 présente le résultat de l'analyse d'un maillage tétraédrique de type éléments finis, le cas d'un domaine non simplement connecté. La géométrie variable de l'entrefer rotor/stator complique la simulation due à la rotation de la machine (50Hz, 380V à vitesse nominale de 1360 rpm). Les maillages sont plus précis grâce à leur géométrie détaillée surtout à proximité des dents et l'entrefer.

Nous considérons le système du maillage de la figure 2.12. Le domaine d'étude, grand cercle présente le système ainsi que son environnement (boîte d'air). Ce domaine se compose de plusieurs sous-domaines, des sous-domaines magnétiques de différentes perméabilités ainsi que les sous-domaines représentant l'excitation magnétique.

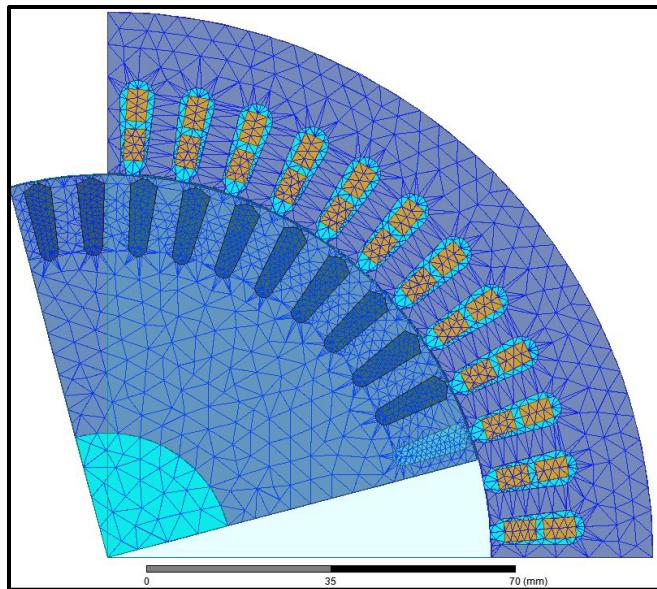


Figure 2.12 Maillage tétraédrique d'une structure complexe de rotor et stator

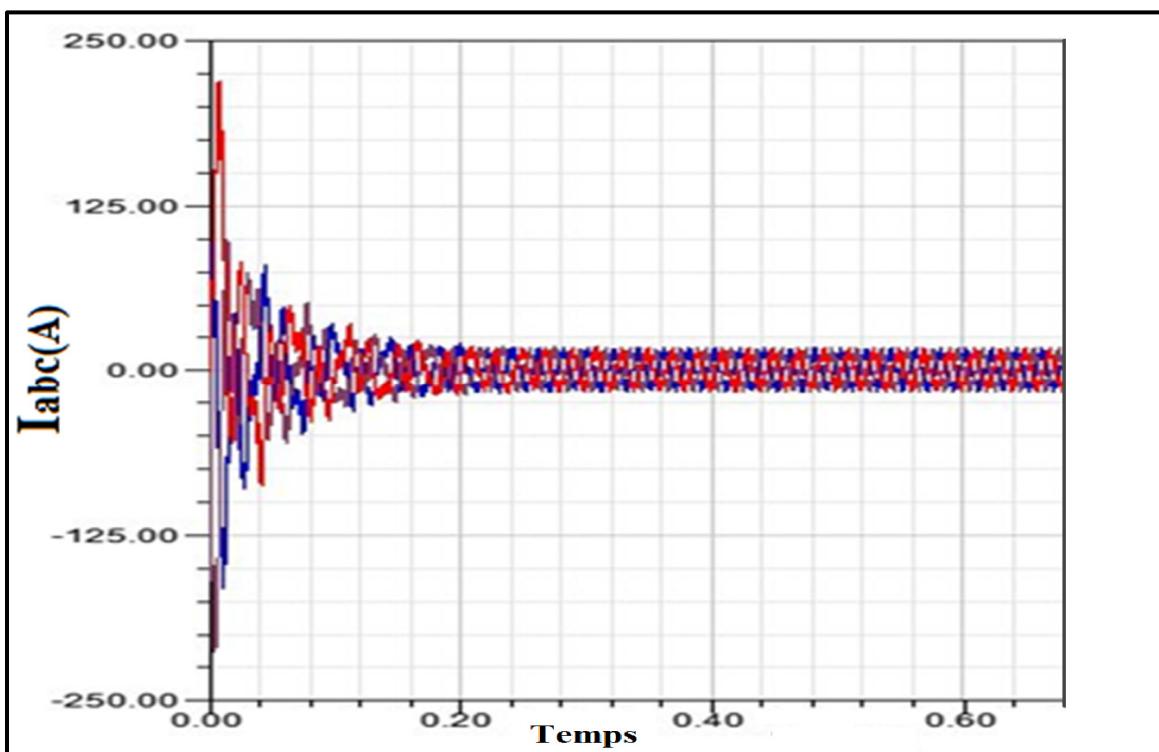


Figure 2.13 Forme d'onde temporelle de courant nominal d'un moteur asynchrone triphasé, 7.5kW, 3ph, 380VAC, 50HZ, en charge d'un ventilateur

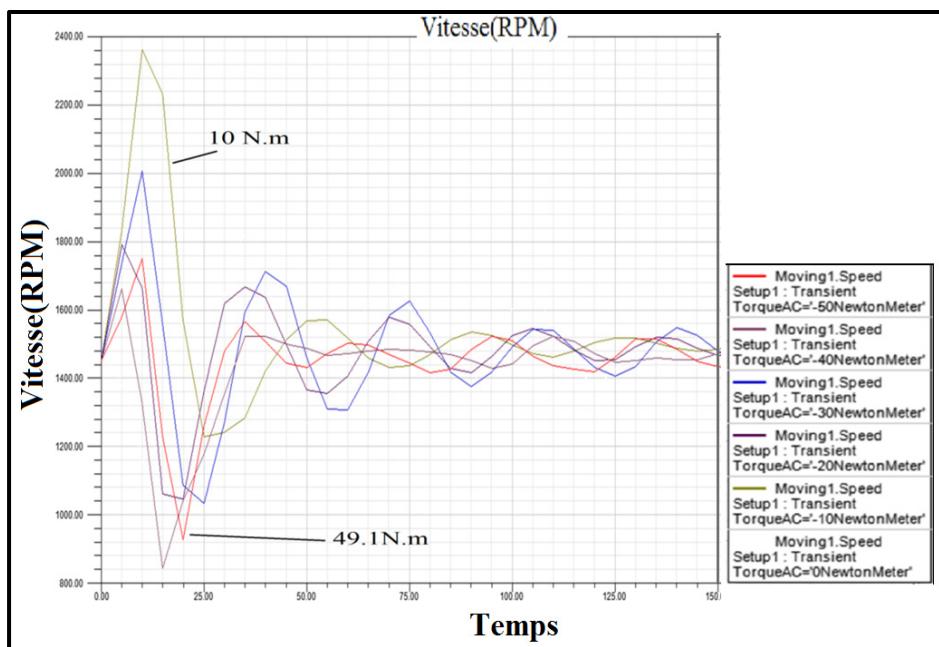


Figure 2.14 Courbe de vitesse par rapport de couple de l’arbre

Nous observons le courant (Figure 2.13) et la vitesse plus élevée due au couple de charge variable qui montre une couple de freinage instantané dans le système à la figure 2.14 et 2.15.

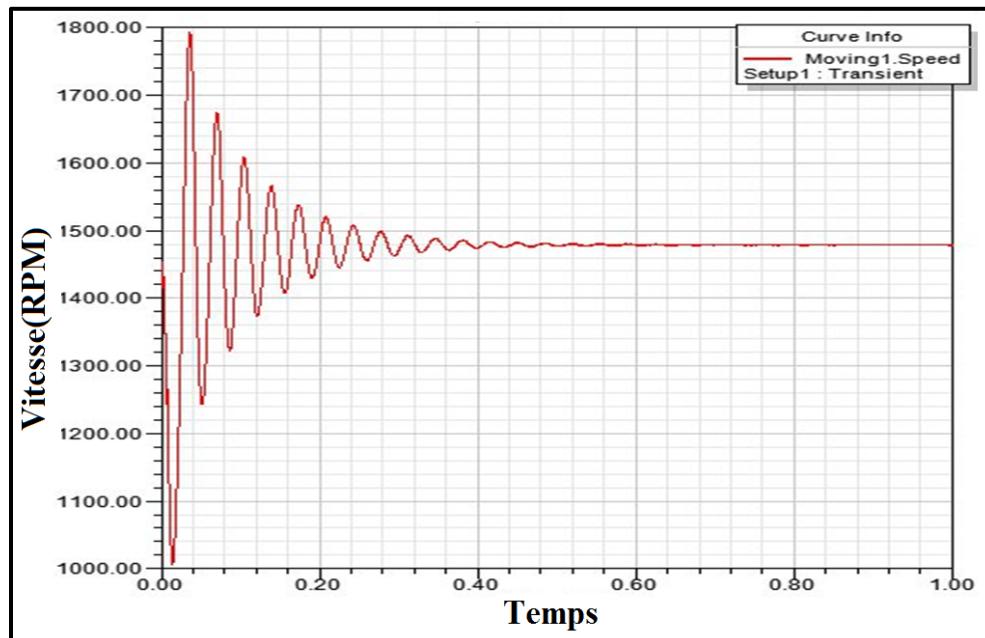


Figure 2.15 Courbe de vitesse (rpm), triphasé, 380V, 50HZ, 7.5kW

Nous utilisons souvent des modèles numériques 2D pour décrire le comportement électromagnétique du rotor et du stator. La densité de flux magnétique et les lignes de flux apparaissent dans le quart supérieur gauche d'un moteur. Les lignes de champ sont présentées dans le plan de la figure, de façon que les courants rotoriques et les enroulements statoriques dans le sens perpendiculaire. Les champs électromagnétiques sont concentriques aux barres. Le rotor accompagne les champs tournants avec un retard. La durée maximale du pas de simulation (0.005-0.0002) est fonction de la précision requise, mais elle s'établit généralement à quelques dizaines ou certaines de microsecondes.

Tableau 2.1 Valeurs d'itération de logiciel, les résultats de calcul
Tiré d'Ansys, Maxwell (2014)

<i>Name</i>	<i>Value</i>	<i>Unit</i>	<i>"Evaluated Value"</i>
<i>"Max Length"</i>	1.75	mm	1.75mm
<i>"Restrict Max Elems"</i>	false		
<i>"Max Elems"</i>	1000		1000
<i>"Stop Time"</i>	3 secs (consigne de CSST)	s	3s
<i>"Time Step"</i>	0.001-0.0002(itération,Quasi newton)	s	0.0002s

La figure 2.16 montre le résultat de la simulation et les vecteurs des champs magnétiques autour de conducteur du moteur 380VAC, 50HZ, 7.5kW.

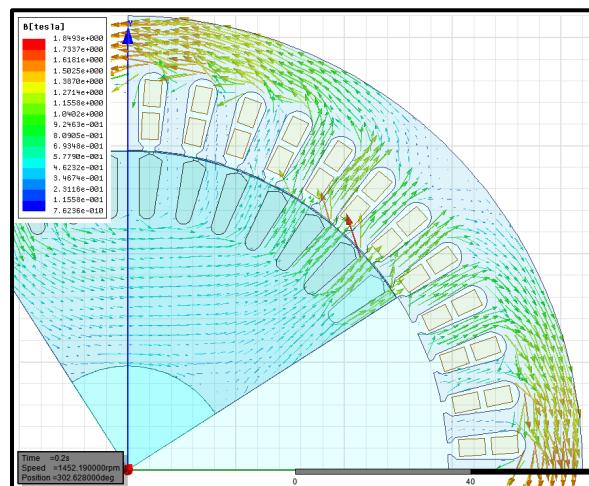


Figure 2.16 Vecteurs de champs B (Tesla)

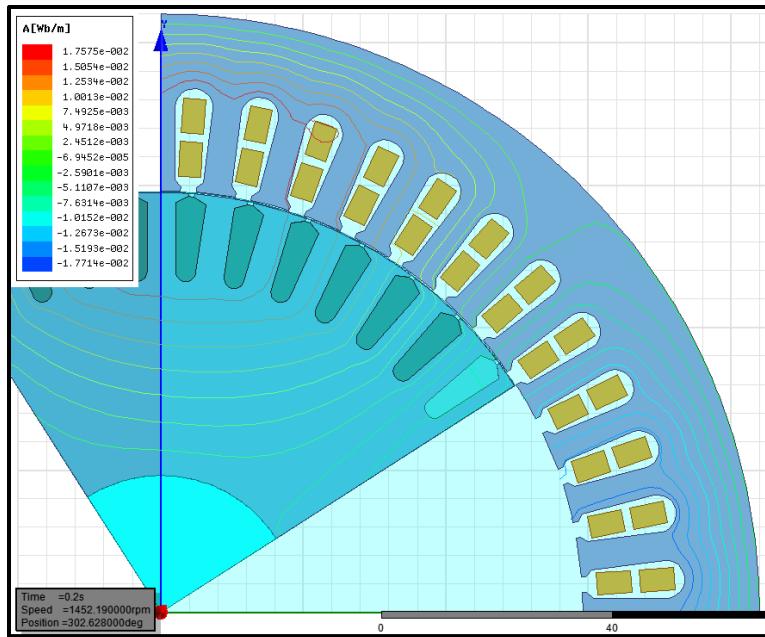


Figure 2.17 Lignes de potentiel scalaire A (Wb/m), 7.5kW

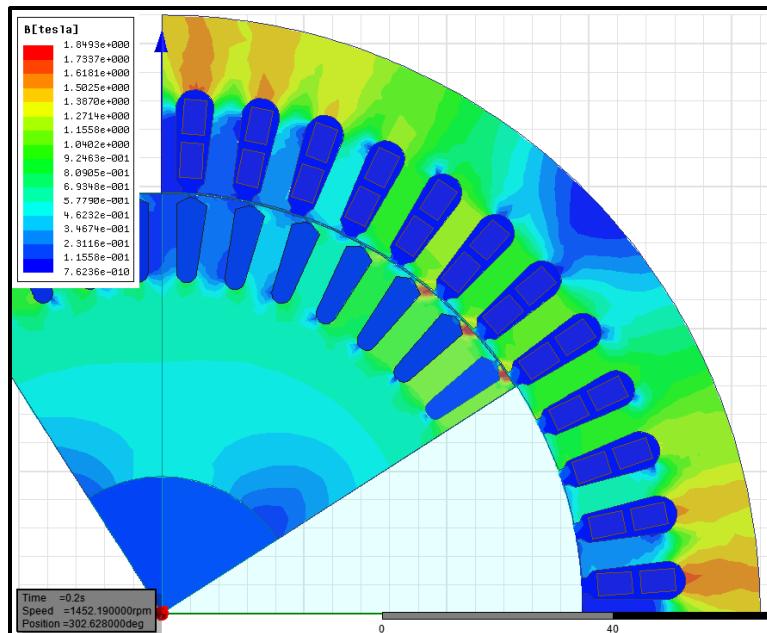


Figure 2.18 Distribution de la densité de champ magnétique B (Tesla) du Moteur, 380AC, 50Hz, 14Adc

La courbe de vitesse montre les oscillations à une gamme de fréquences plus élevée ainsi que le comportement vibratoire du rotor. Selon le circuit équivalent présenté à la figure 3.1, la puissance d'entrée du rotor est égale à $\frac{R_2 \cdot I_2^2}{s}$, et le couple électrique est donné par :

$$T_{\text{elec}} = \frac{s \cdot I_2^2 \cdot R_2}{W_{\text{syn}} \cdot ((2 \cdot \pi \cdot s \cdot f \cdot L_2)^2 + R_2^2)} \quad \text{N.m par phase} \quad (2.20)$$

Et le courant de démarrage :

$$I_{\text{dem}} = \frac{V_1}{((2 \cdot \pi \cdot s \cdot f \cdot L_2)^2 + R_2^2)^{1/2}} \quad (2.21)$$

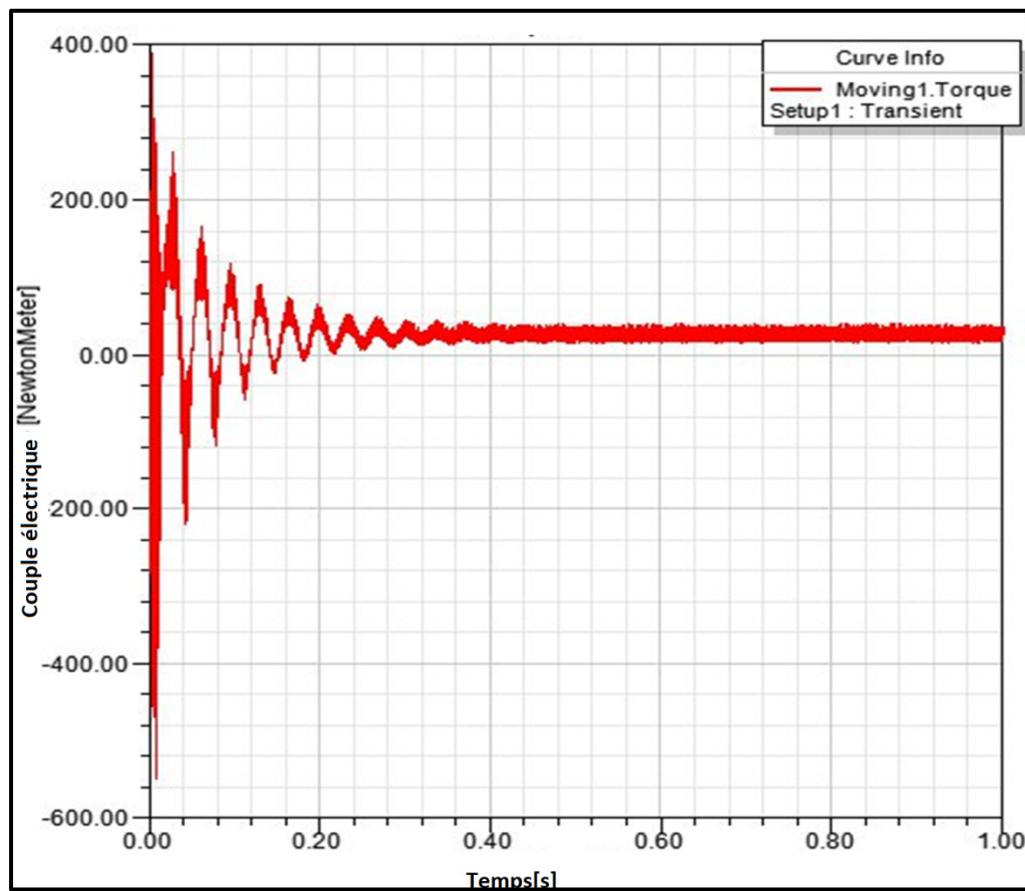


Figure 2.19 Courbe de charge du moteur (N.m), 7,5 kW, 380V, 50HZ

CHAPITRE 3

SIMULATION EN MODE DE FREINAGE DYNAMIQUE

3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons effectuer une simulation d'une machine asynchrone dont les caractéristiques sont : une machine asynchrone à cage d'écurail, 4 pôles, 400V, 14.1A ac, 3phase, 50Hz, 7.5kW. De plus, lors de cette analyse, on s'intéresse aux pertes et l'échauffement dissipé par les champs magnétiques lors du freinage.

Nous proposons le courant continu de freinage variant entre 1Adc et 41A dc (tenant compte le courant continu admissible d'un moteur asynchrone alimenté par un conducteur de la section de fil électrique égale à 0,67sqmm et Diamètre égal à 0.93mm), nous observons une gamme des données afin d'analyser les résultats et leur impact sur la capacité thermique d'un moteur.

Electromotor: 7.5kW, IV pole – 1500 rpm – 50 Hz

Tableau 3.1 Spécification et fiche des données d'un moteur électrique
Tiré de WEG (2015, p.W22.76)

	<i>Full load current AC In (A)</i>	<i>400 V</i>	<i>EFFICIENCY/Power factor 100% of full load</i>	<i>Rated speed (rpm)</i>	<i>Sound dB (A)</i>	<i>Weight (kg)</i>	<i>Allowable locked rotor time (s)</i>	<i>Inertia J (kgm2)</i>	<i>Breakdown torque Tb/Tn</i>	<i>Locked rotor torque Tl/Tn</i>	<i>Locked rotor current I2/I1n</i>	<i>Full load torque (Nm)</i>	<i>Frame (WEG motor)</i>	<i>Output kW 3phase</i>
	14,1	89/0,86		1455	60	68		0,05	3	2	7,2	49,1	10	7,5

La section du conducteur est capable de supporter un courant continu en égard à d'autres coefficients de la dégradation et le taux de $\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$ disponible à IEC 60287-1.

Tableau 3.2 Courant continu admissible en fonction de la température
Tiré de Energy Solutions (2015, p.1)

Cross section sqmm	60°C	70°C	85 to 90°C	105°C	125°C	200°C
0,75	6 A	10 A	12A	16A	20A	25A

3.2 Simulation paramétrique de freinage dynamique

En observant les résultats (vitesse-temps) présentés à la figure 3.1 durant la fonction de freinage, les tracés montrent que la vitesse nominale décroît jusqu'à une certaine valeur en rapport au courant continu injecter entre deux phases (excitation) pour une durée de trois secondes (la durée admissible de freinage); la vitesse atteint la valeur de zéro en régime transitoire en fonction des courants, moment d'inertie, couple entre 0,5-5 secondes dans une situation instable et un couple de charge d'un ventilateur.

Pour cette simulation, nous avons appliqué un courant continu I_{dc} variant de 1A à 35A dans la machine avec couple de charge mentionné. Ces courants ont appliqués à deux phases de la machine alors que la troisième phase était ouverte. La figure 4.1 montre une famille des courbes indiquant la vitesse du freinage en fonction du temps par les courantes variant pour une durée de trois secondes.

Il est à constater que pour un courant $I_{dc}=35A$, le temps de freinage est 0,7 seconde en charge vide. Alors que pour un courant de freinage de 16A (proche du courant nominal de 14,1A), le temps de freinage est de 3,2 seconds. Il est à noter qu'une petite oscillation visible s'apparait depuis l'arrêt complet du stator de la machine:

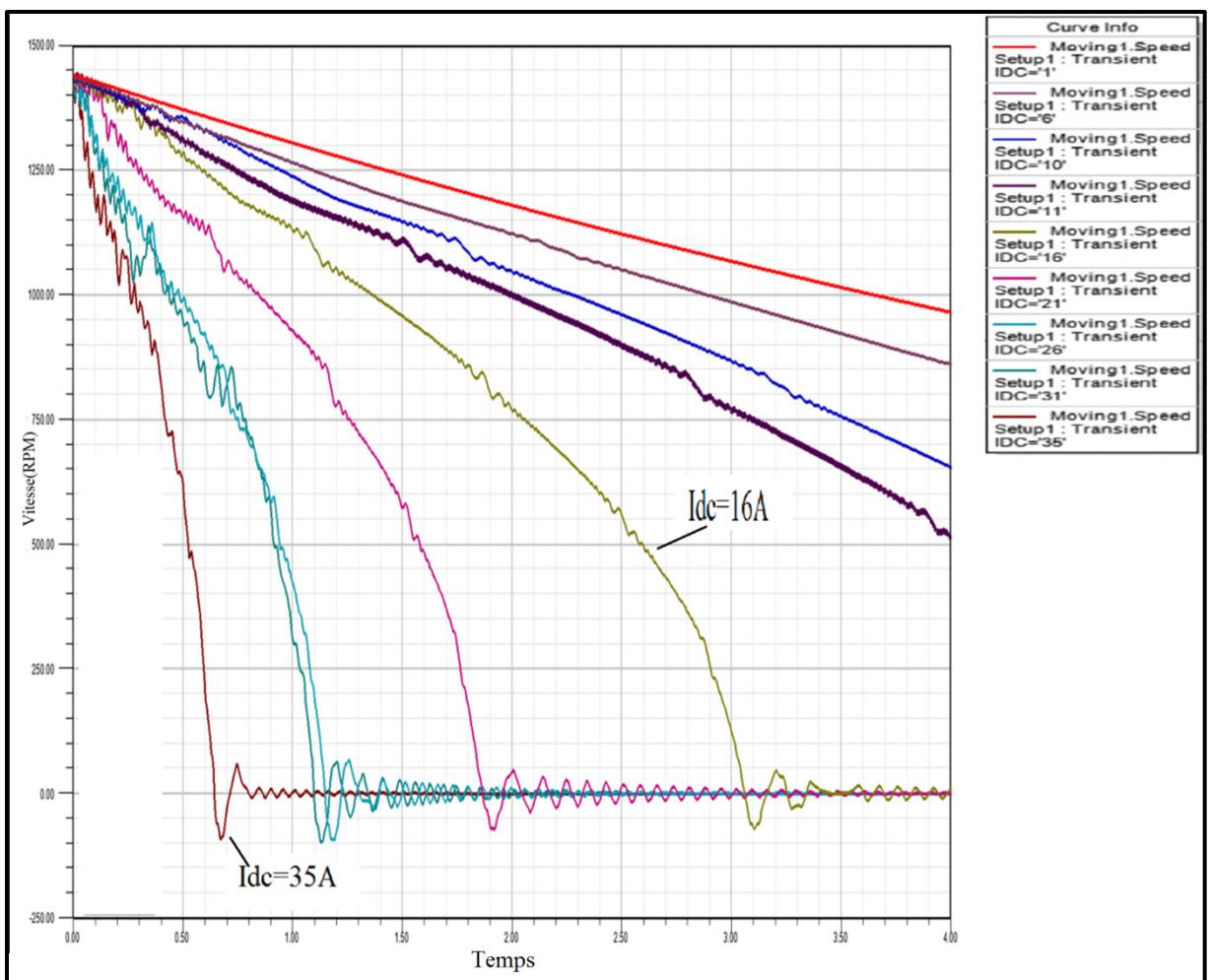


Figure 3.1 Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique

Ce mode d'analyse et de simulation des effets de courant direct sur les phénomènes dynamiques de vitesse s'avère la logique pour la conception des variables de système lors du freinage. Le graphique présenté de la figure 3.2 nous indique que le courant continu joue un rôle très fort sur la stabilité et le temps de descente de la vitesse mécanique de rotor. Un exemple, dans la même condition de simulation, illustré pour deux valeurs nominales de courant continu 11A et 16Adc, moment d'inertie= $0,09 \text{ kg m}^2$, coefficient d'amortissement égal à $0.009 \text{ N-m.sec/rad}$, la vitesse touche presque l'axe zéro entre 0,7sec et plus quatre secondes en tant qu'un ventilateur sans couple de charges mécaniques d'un ventilateur. Nous précisons (la courbe bleue et les courbes suivantes), le moteur est suralimenté par un courant

continu. Cette puissance augmentée pose un véritable défi technique sur le plan du refroidissement ainsi que la limite de saturation magnétique pendant l'injection de courant continu pour les fabricants.

La figure 3.2 montre également un couplage proportionnel de l'évolution du courant d'injection de 1 à 41A pour un couple de charge de 49.1N.m qui s'atténue en fonction de l'accroissement du courant et le temps de descente de la vitesse.

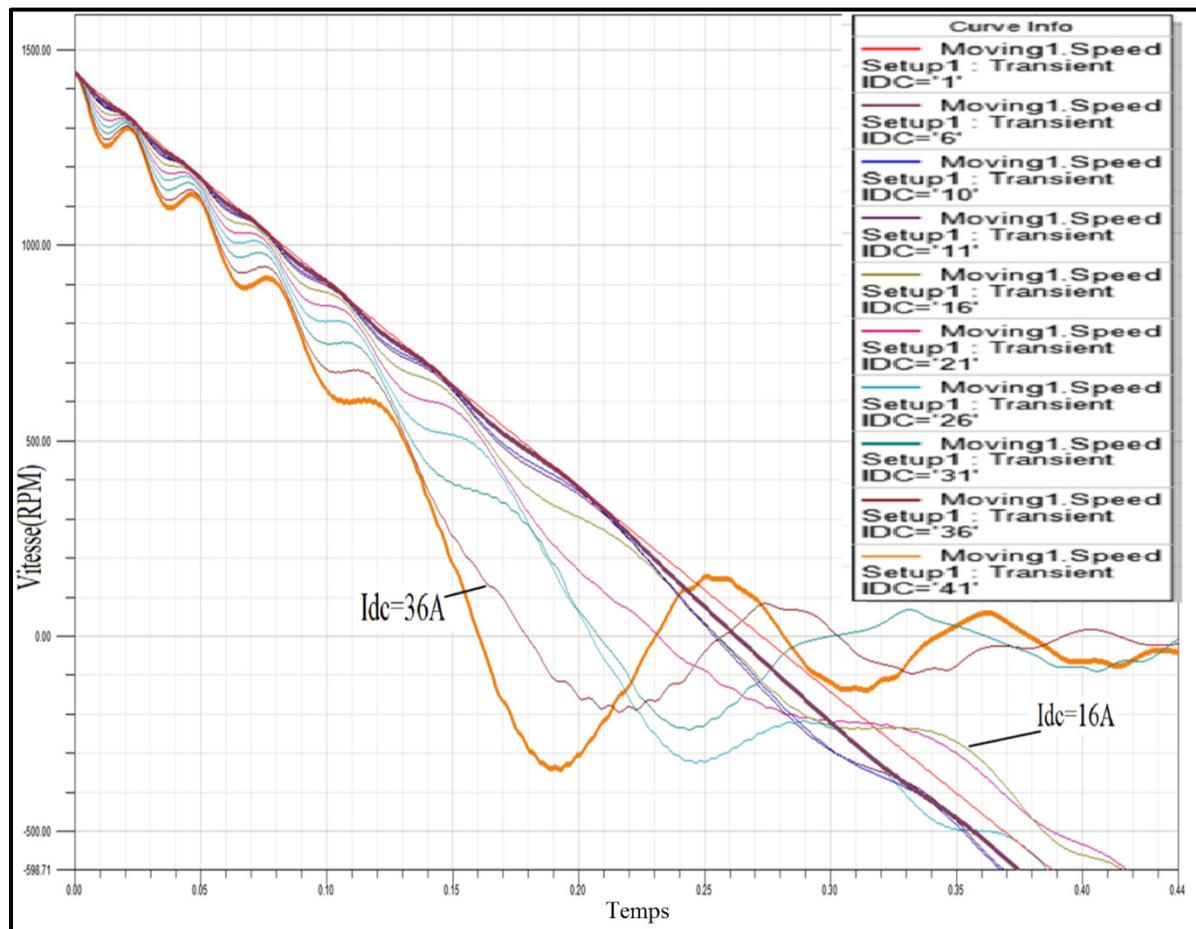


Figure 3.2 Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique d'une machine avec un couple de charge de 49.1 N.m

La figure 3.3 montre la tension induite aux barres de rotor. Il décrit bien la fréquence d'oscillations en fonction de nombre des barres de rotor. C'est la tension laquelle les

bobinages de stator induit dans le circuit de rotor afin de créer des champs magnétiques au sens inverse.

La figure 3.3 compare la tension induite pour différents courants injectés pendant le régime transitoire jusqu'au moment où il se stabilise vers deux secondes, entre -30 V et +30 V.

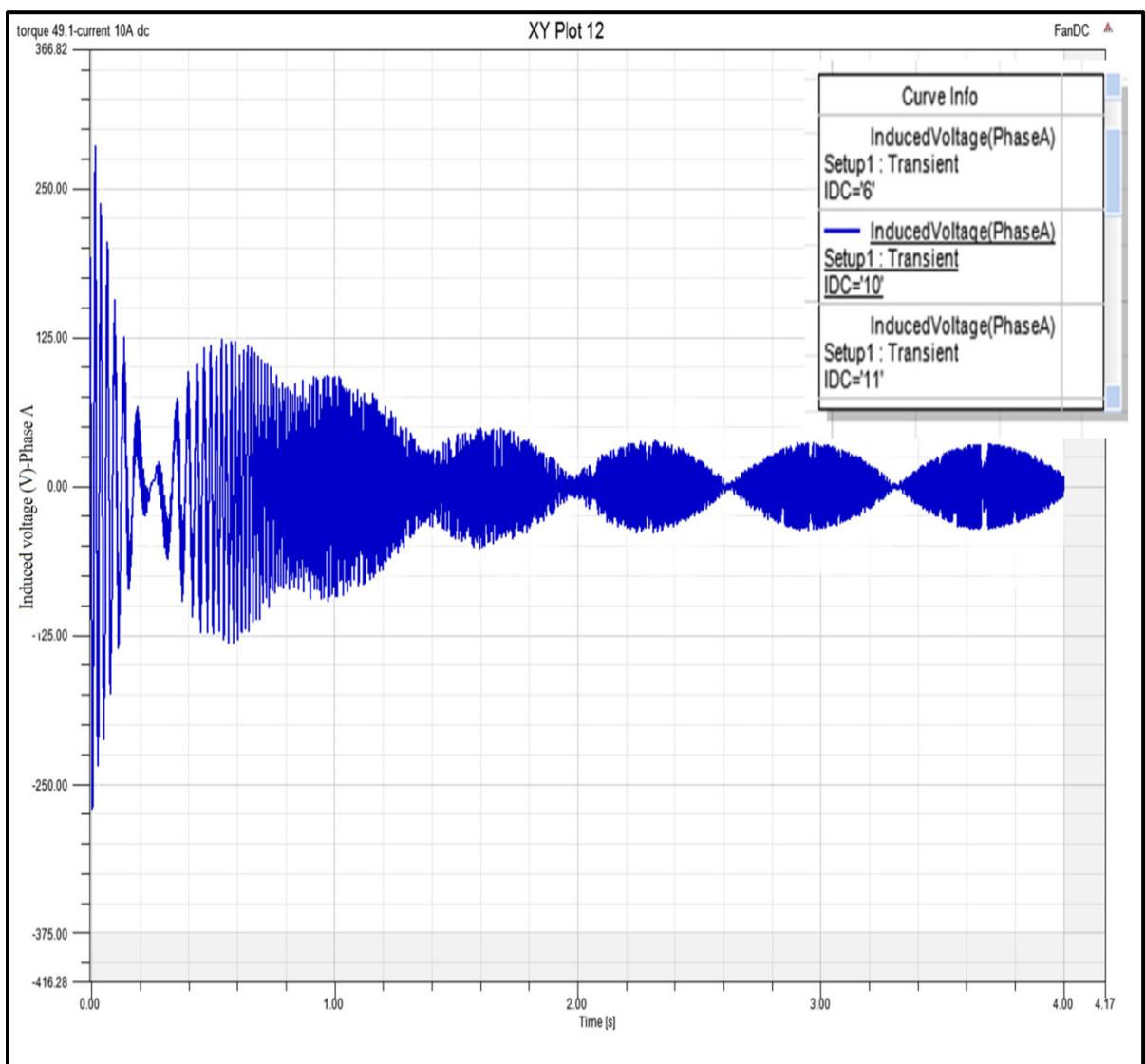


Figure 3.3 Tension induite (V), couple de charge égal à 49.1N.m

La figure 3.4 compare la fuite de flux magnétique pour différent point d'opération du courant injecté pendant le régime transitoire jusqu'au moment où il se stabilise vers deux secs (couple de charge de 49.1N.m).

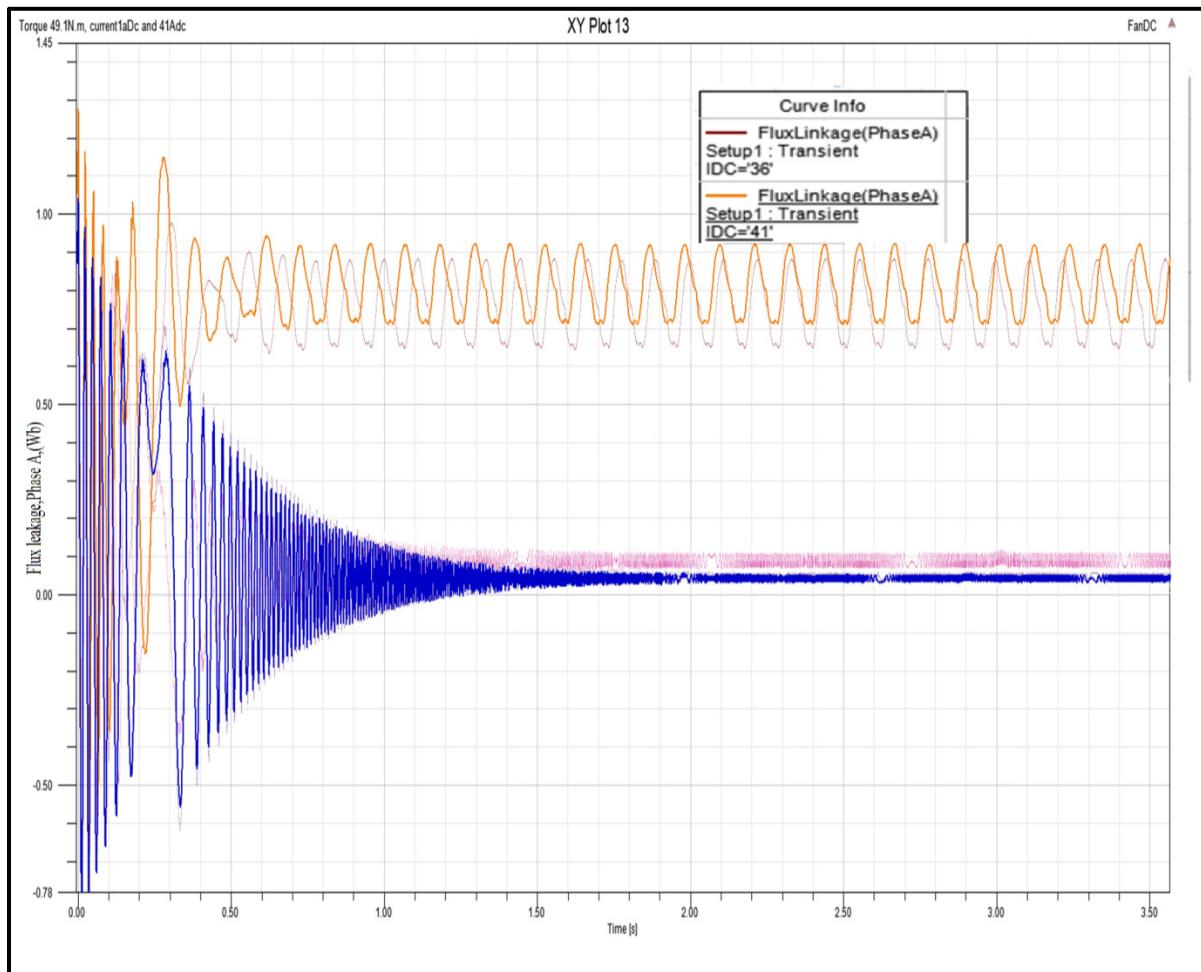


Figure 3.4 Flux linkage (couple de charge de 49.1N.m)

La figure 3.5 montre l'inductance de la machine d'une phase ainsi que phase-phase du début de freinage jusqu' au moment où il s'stabilise. On observe des valeurs transitoires 135 mH et puis une valeur constante de 95mH (couple de charge=49,1N.m). Cette valeur reste presque constante lors d'un seconde.

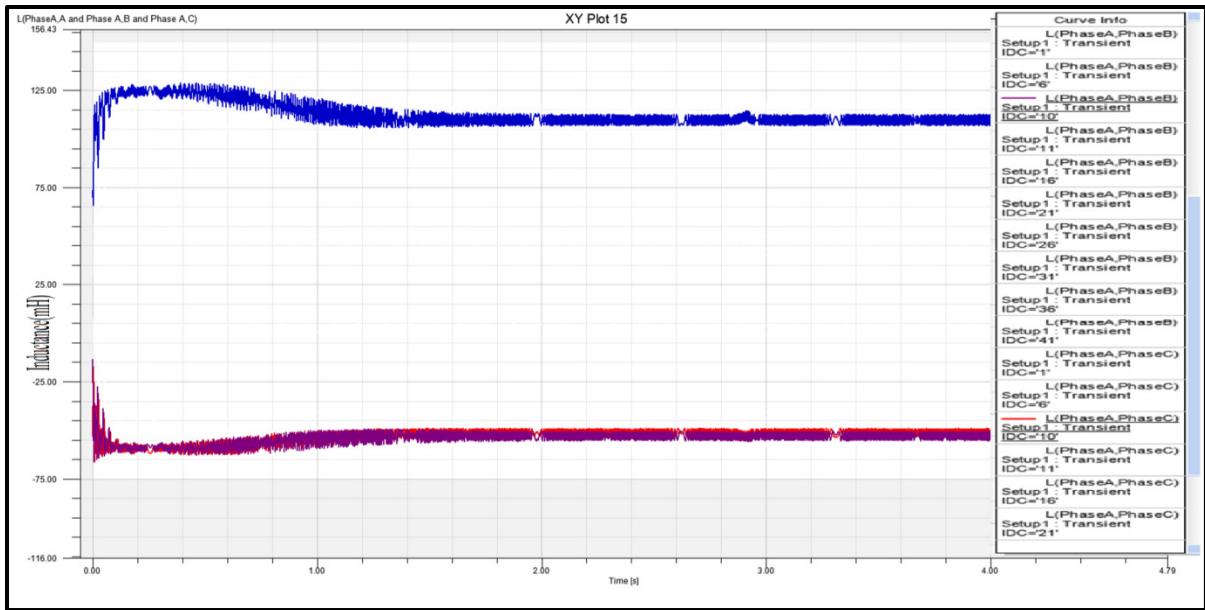


Figure 3.5 Inductance (mH), couple de charge de 49,1N.m

La figure 3.6 montre les courbes de pertes avec un couple de charge de 49.1 N.m. la perte totale est égale à 0,7279 kW pour un courant de 31A dc et couple de charge 49,1 N.m.

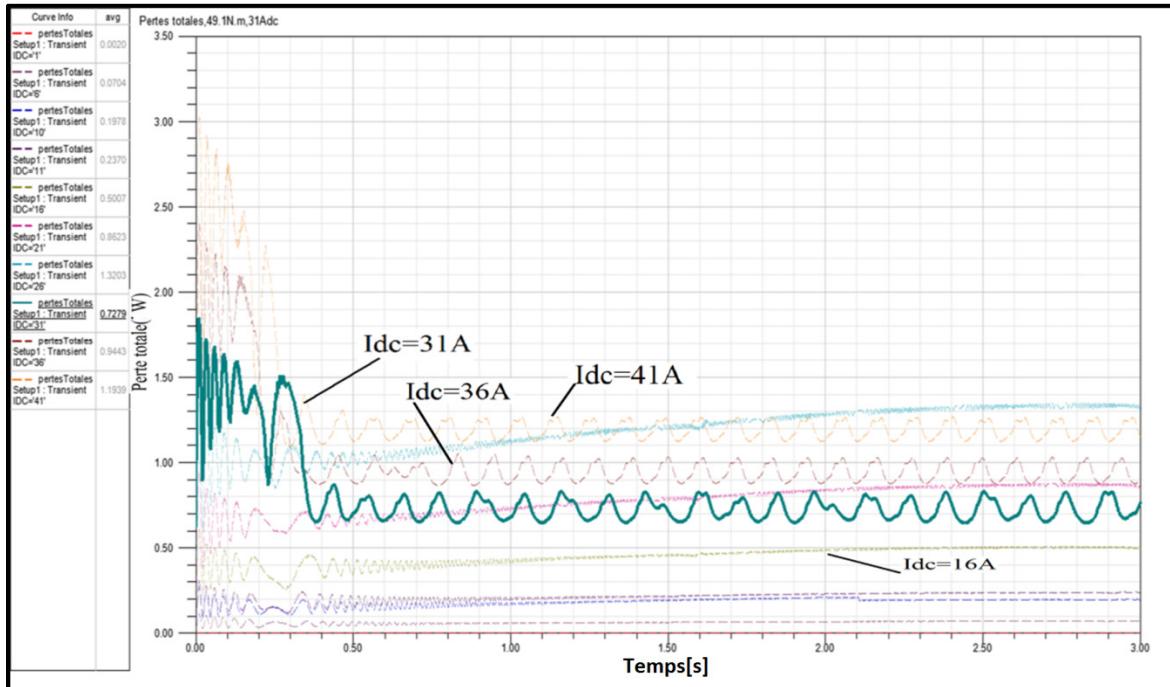


Figure 3.6 Pertes dans les matériaux, fils-Pertes totales en fonction du courant continu Idc entre de 1 A dc à 41A dc

Afin d'évaluer la capacité thermique de la machine, l'on recourt aux pertes totales de la machine en comparaison d'un état d'opération normale. La figure 3.7 montre la valeur transitoire et permanente des pertes de deux états. Les courbes montrent un état stable après 0,8 sec avec une valeur moyenne de 0,7279 W pour un courant d'injection de 31A dc. Pendant le régime transitoire, la perte initiale de freinage est plus élevée que le mode d'opération normale jusqu'au 0,1sec. Alors les deux courbes se convergent après deux secondes.

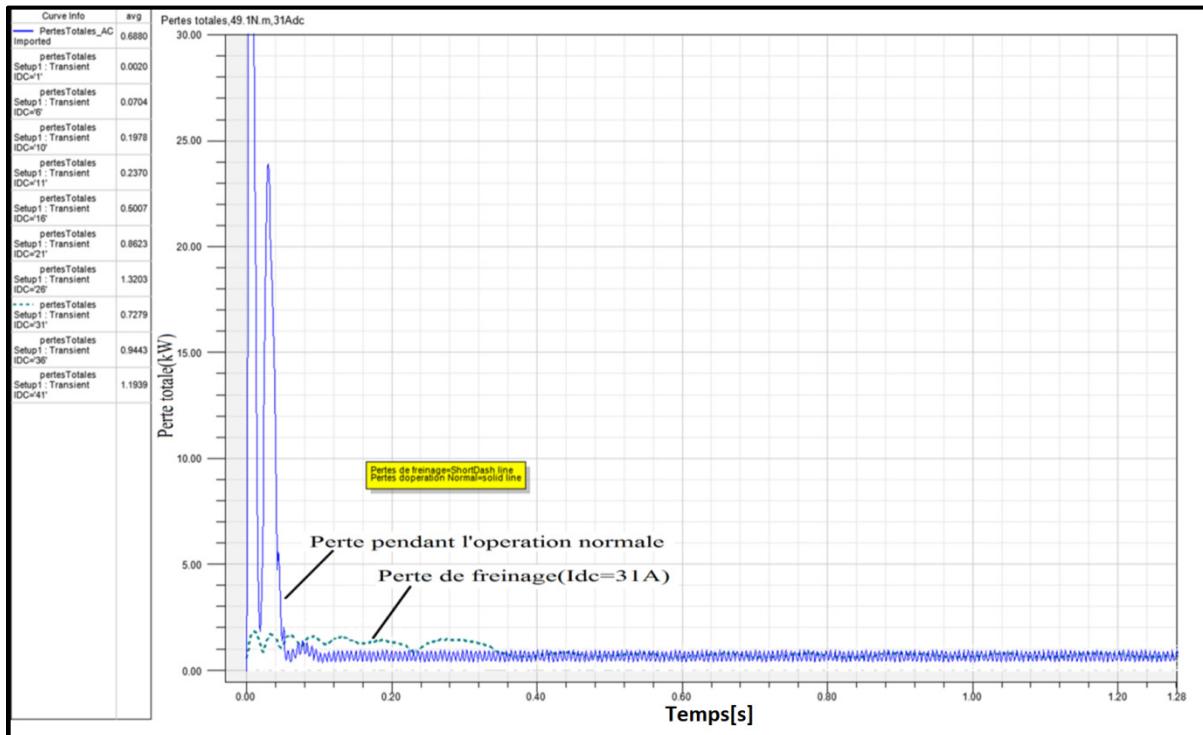


Figure 3.7 Comparaison des pertes entre l'état de freinage et d'opération normale AC d'une machine asynchrone 7,5kW

La figure 3.8 montre le résultat du couple électrique en fonction de l'injection du courant entre 10A dc et 41 A dc. En fait, le couple électrique (49,1N.m) dont on a besoin de balancer le couple de l'arbre.

La figure 3.9, le résultat de simulation des pertes est présenté dans les enroulements du stator pour analyse de limite d'échauffement de machine pendant le freinage. Le courant continu

augmente les pertes par effet Joule dans les enroulements, une source potentielle de points chauds.

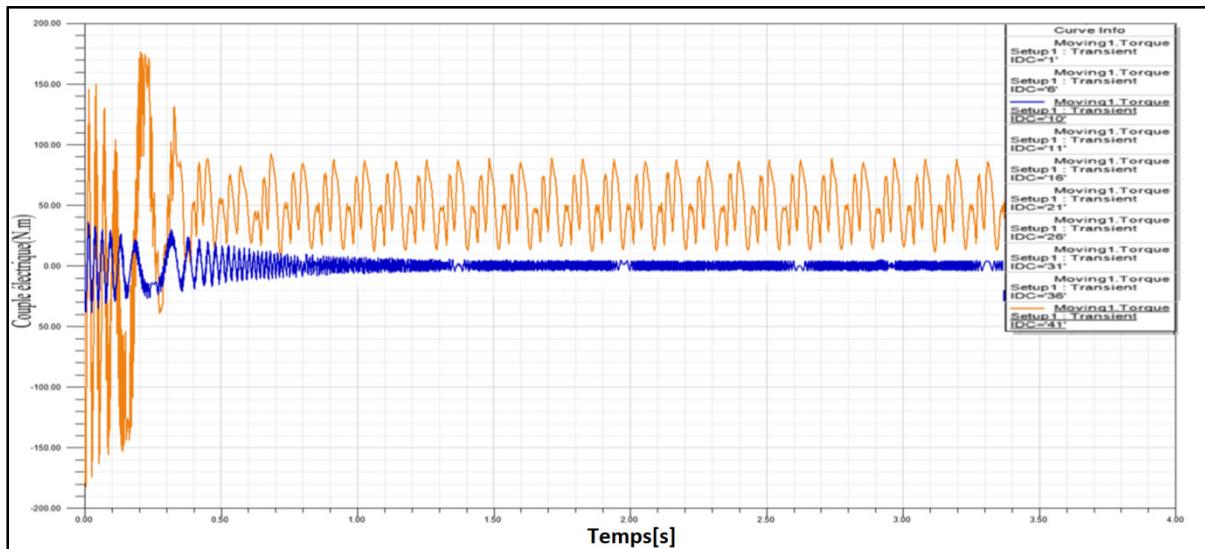


Figure 3.8 Couple de machine (N.m) , courant de 10Adc à 41Adc

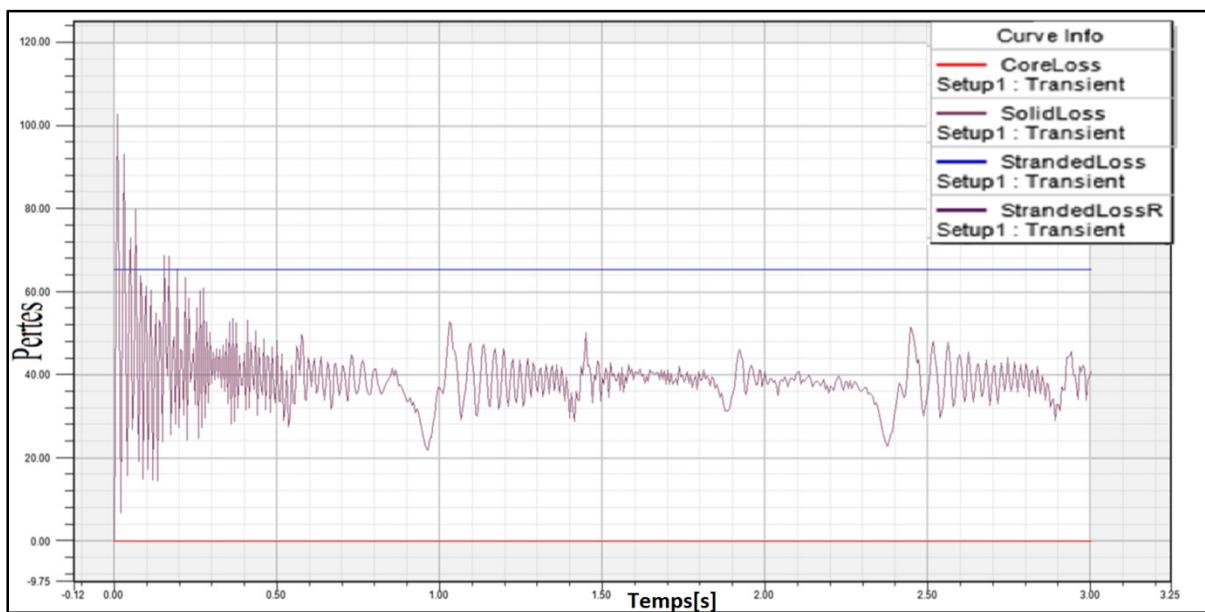


Figure 3.9 Pertes totales (W)

Les pertes « *Core loss* » représentent les pertes de courants Foucault et les pertes d'hystérésis ;

Les pertes « *Solid loss* » représentent la perte résistive dans un volume ;

Les pertes « *Stranded loss* » représentent la perte résistive dans un circuit externe ;

Les pertes « *Stranded loss R* » représentent la perte résistive dans un circuit interne $R \cdot I^2$;

3.3 Analyse paramétrique et successive des champs magnétiques

Lors de cette simulation, l'étape suivante inclut l'optimisation numérique des modèles pour réaliser simultanément les variables de conception vers l'objectif de ce mémoire. La pluridisciplinarité de la conception électrique, mécanique, thermodynamique de moteur fait de la simulation fiable et utilisable pour la conception efficace de la machine électrique.

La figure 3.10 visualise la simulation successive de la densité des champs magnétiques B par l'injection du courant Idc dans une plage 1A dc à 41A dc et un couple de charge de 49,1N.m, 7,5kW et 1340rpm afin de relier le paramètre électrique de B en fonction de la géométrie et le point faible de l'échauffement dès 2,5 secondes. Les régions aux extrémités dentelées et des conducteurs sont plus touchées par cette saturation et puis l'échauffement.

Les écarts comparent l'allure de la distribution des champs magnétiques dans l'enroulement et l'entrefer. On notera que les pertes des enroulements sont très élevées car les champs saturés augmentent la chaleur en fonction du courant injecté vers des axes radiaux. Nous présentons ici quelques figures relatives à la simulation successive parce qu'on produit des nombreuses comparaisons et des points d'opération.

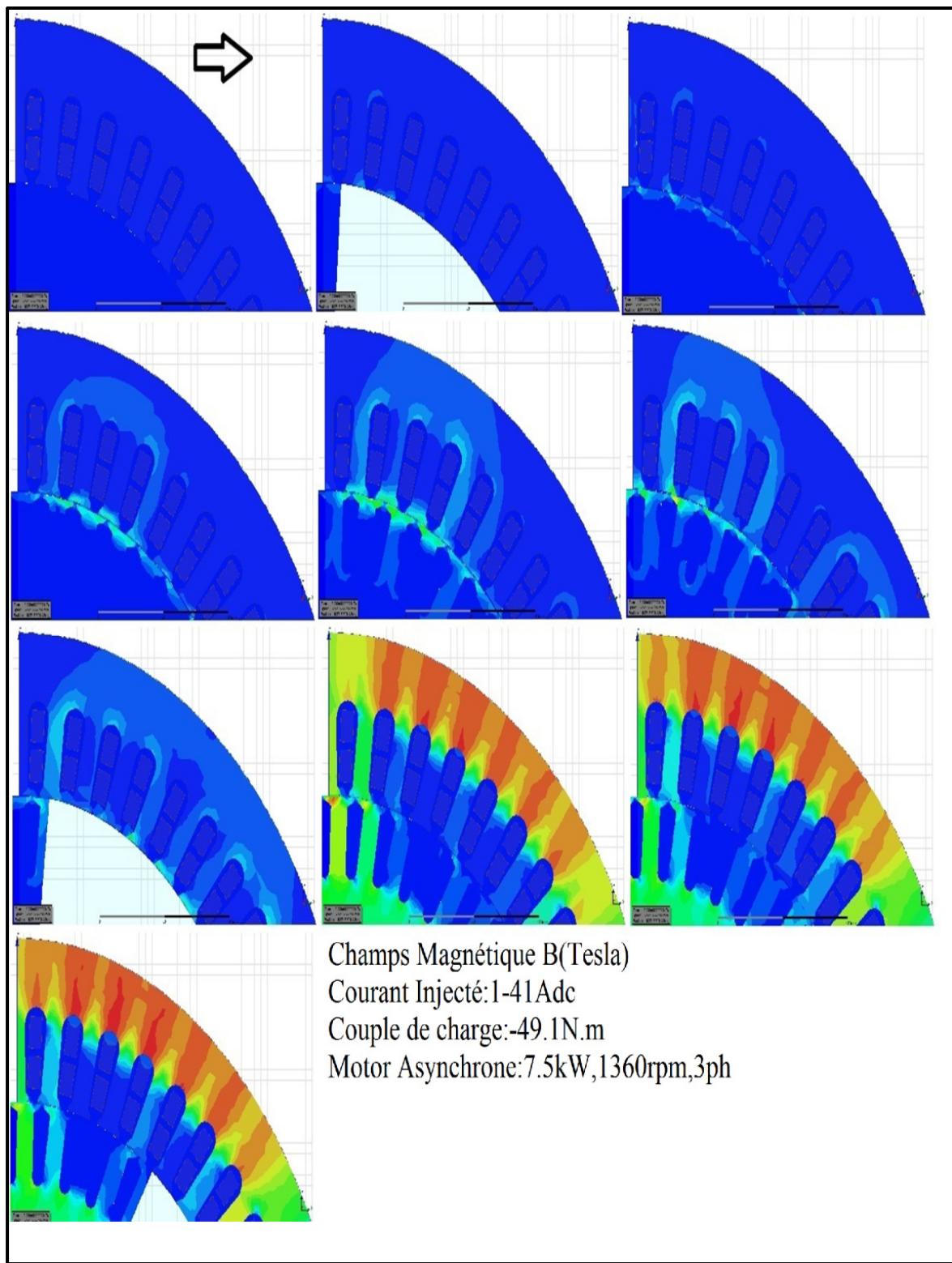


Figure 3.10 Évolution de la densité des champs magnétiques B (Tesla), Idc :1-41A, dès 2,5sec

La figure 3.11 décrit également la même condition pour le courant continu des conducteurs I_{dc} 1A-41 A dc et couple de charge de 49,1N.m dès 2,5 secondes. Ces courants induisent un couple sur l'arbre qui crée une force de freinage.

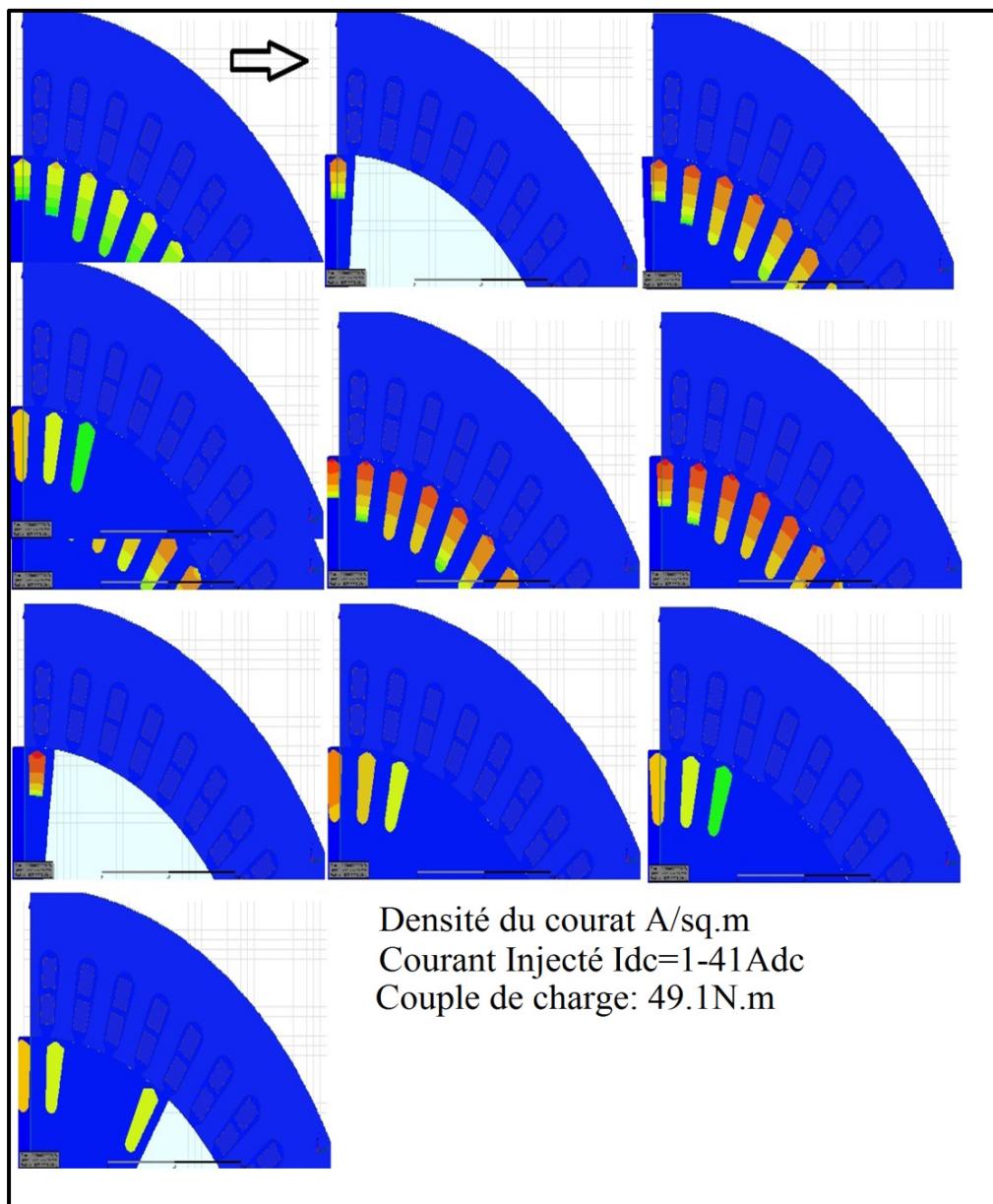


Figure 3.11 Évolution de la densité de courant J (A/sq.m) , $I_{dc} :1-41\text{A}$, dès 2,5sec

La figure 3.12 montre les points faibles de l'échauffement dans une machine asynchrone pour une plage de 1A dc à 41 A dc dès 2,5 secondes. Les saturations sont observées où nous avons vu dans les figures 4.11 et 4.12.

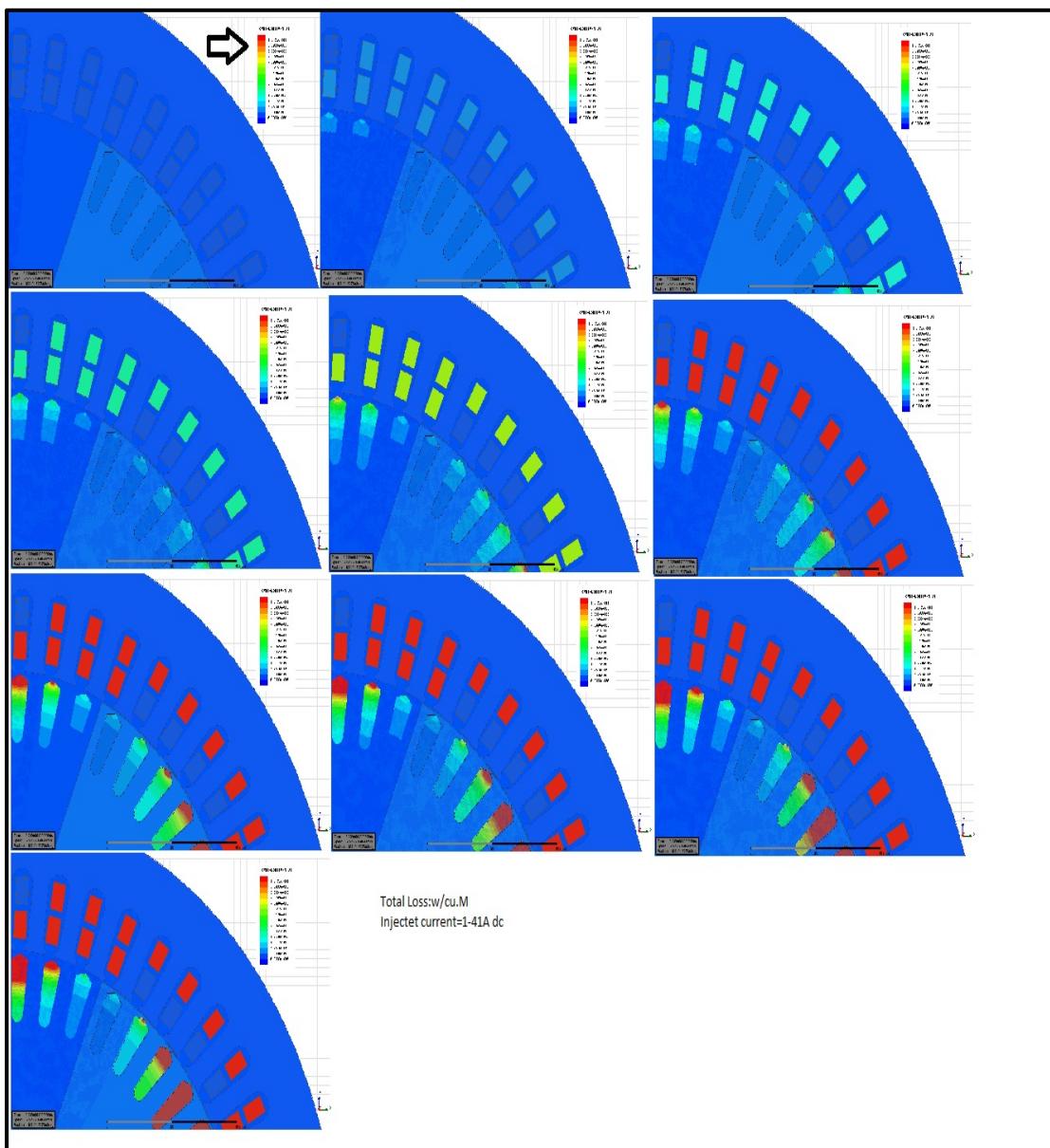


Figure 3.12 Distribution successive de la perte totale Watt/cu.m , Idc :1-41A,dès 2,5sec

La figure 3.13 montre la distribution des lignes de flux Wb/m dans une instance donnée de 2,5 secondes. Les lignes des flux sont contractées aux points où nous avons vu des

saturations et échauffements. Contrairement aux trois figures d'études précédentes, notamment de point de vue électrique, ces valeurs de flux sont l'Object de la conception de la machine et sa capacité de freinage.

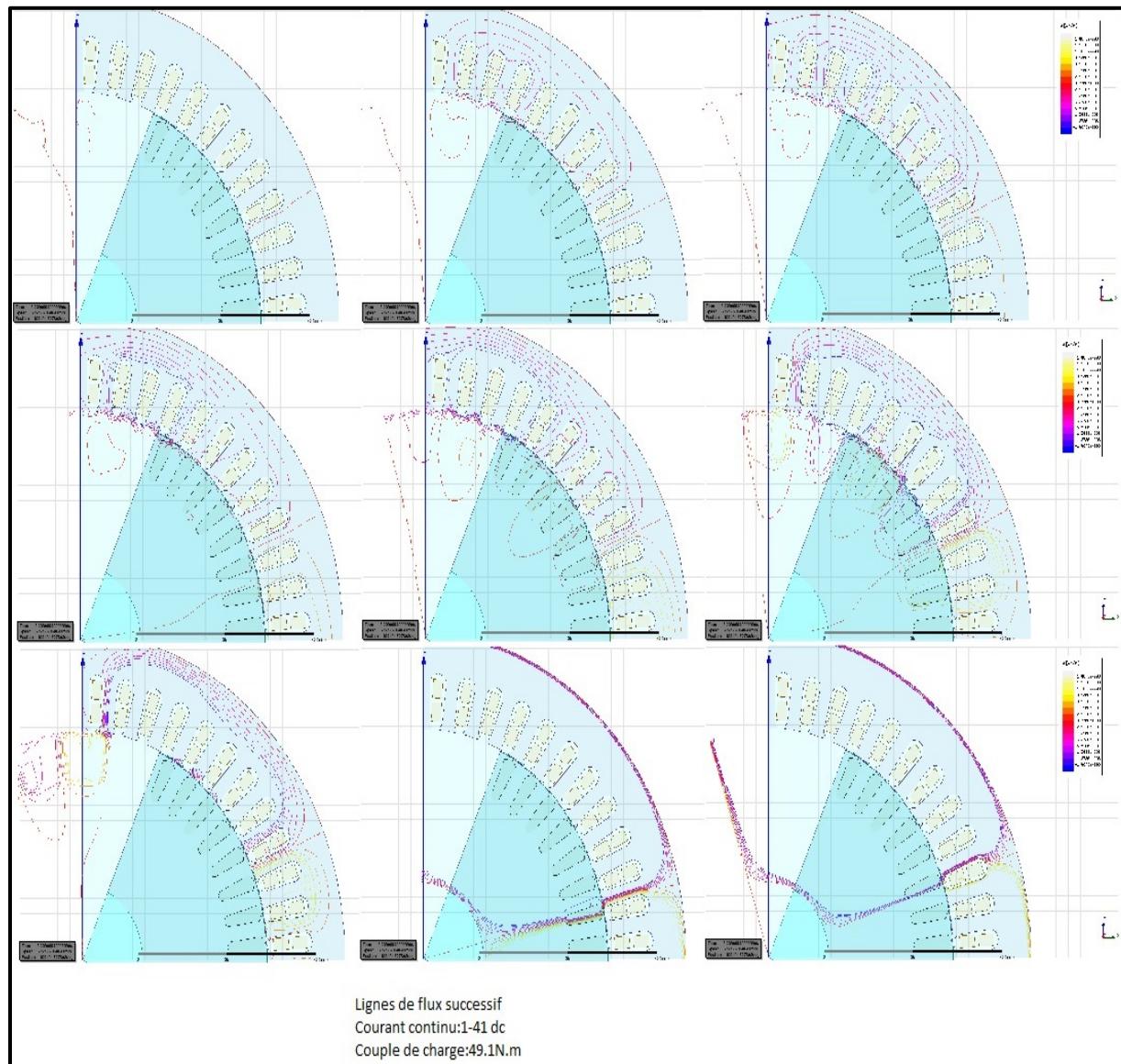


Figure 3.13 Distribution de lignes de flux A(Wb/m) , Idc 1-41A,dès 2,5sec

Depuis le freinage, le moteur doit donc être refroidi pour dissiper en permanence la chaleur produite, généralement dans le milieu ambiant. Pour les constructeurs, cette double exigence constitue une véritable difficulté de plan du refroidissement interne et externe.

La figure 3.14 illustre les lignes de flux Wb/m, en mode de freinage, Idc égal à 10 A dc avec un couple de charge d'un ventilateur. Nous observons sur ces résultats un pic de l'amplitude égal à 1.98×10^{-3} Wb/m autour des conducteurs lors du freinage.

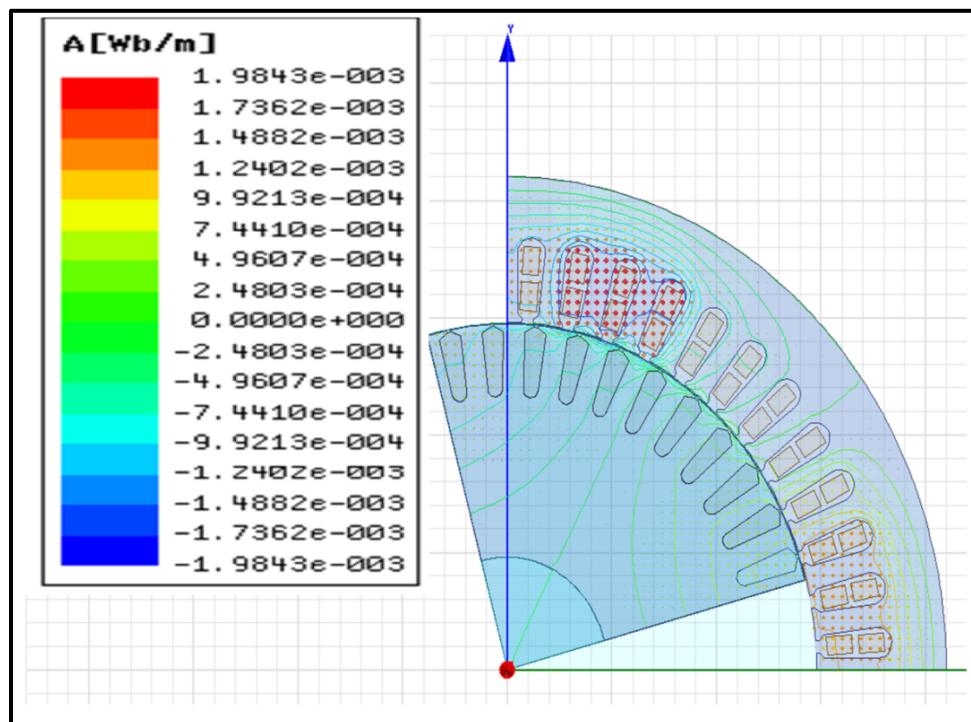


Figure 3.14 Lignes de flux Wb/m, en mode de freinage ,10A dc
Couple de charge d'un ventilateur

La distribution de la densité des champs magnétiques est illustrée dans une coupe transversale du moteur en fonction du freinage, Idc égal à 10 A dc, couple de charge d'un ventilateur et aussi la couleur indique la densité de champs B en Tesla. La valeur maximale est 0.578Tesla.

La distribution des vecteurs des champs magnétiques est montrée dans la figure 3.16 dans une coupe transversale du moteur en mode de freinage, 10 A dc. Les valeurs maximales ont observé à l'entrefer à l'encontre des valeurs observées dans les pertes des conducteurs.

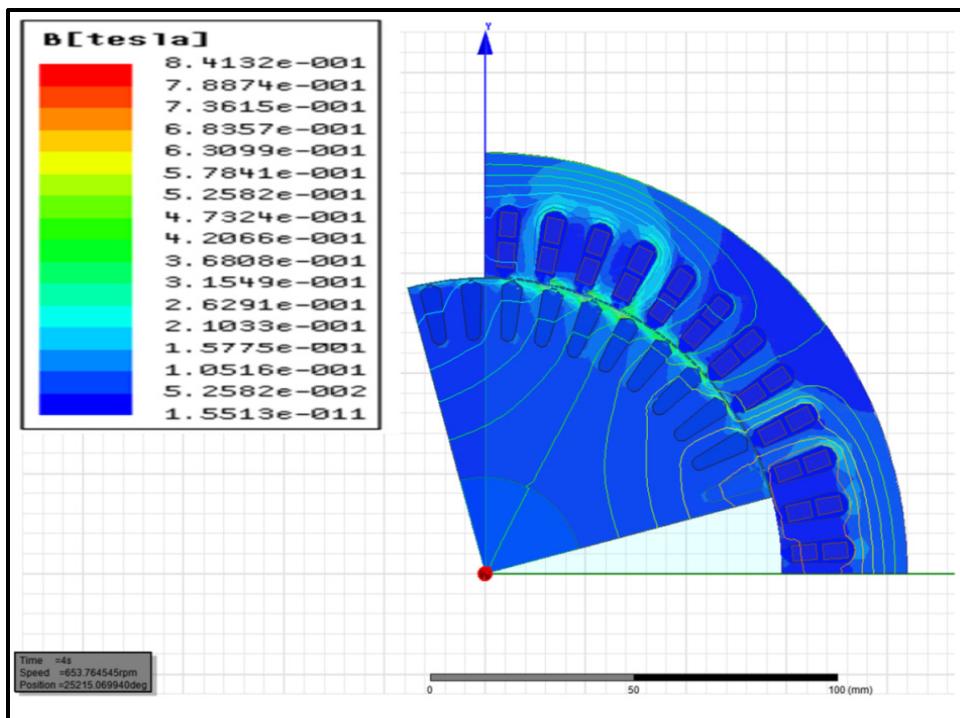


Figure 3.15 Distribution de la densité des champs magnétiques B (Tesla),
I_{dc} de 10 Adc, couple de charge d'un ventilateur

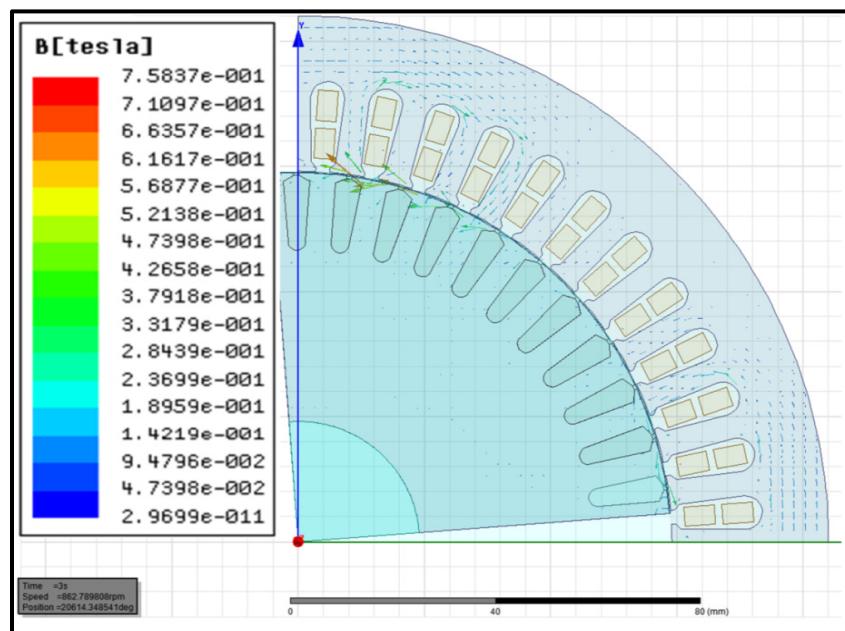


Figure 3.16 Distribution de vecteur des champs magnétiques B
en mode de freinage, 10dc d'un ventilateur

Le décalage des signaux et des vecteurs de champs dans la figure 3.16 indiquent un couplage irrégulier du rotor, du fait de l'entrefer. Afin de relier des valeurs électriques et mécaniques, la figure 3.17 illustre la réponse de couple électrique en fonction d'un échelon de courant de 10A dc. Le couple électrique diminue de plus en plus rapide à la baisse décroissante de la vitesse.

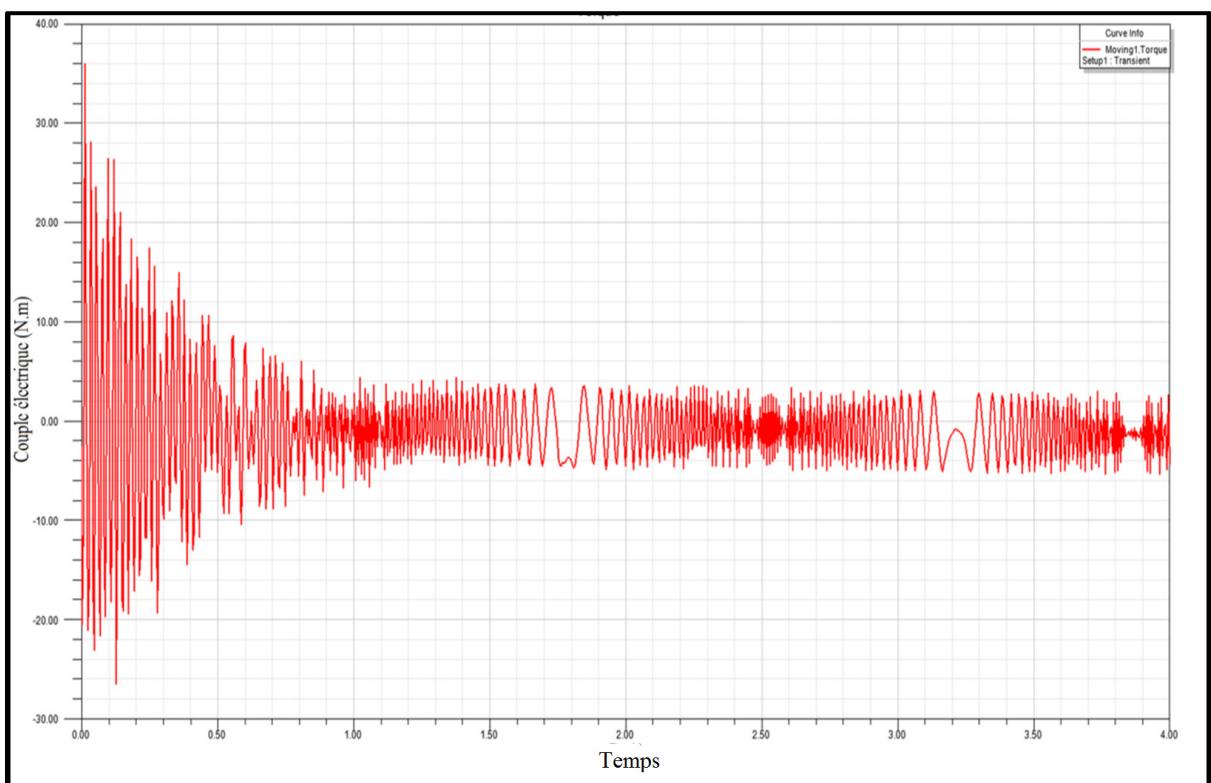


Figure 3.17 Courbe du couple (N.m) de moteur 7.5kW, triphasé, en mode de freinage, 10 A dc d'un ventilateur

La figure 3.18 illustre l'impact de la vitesse sur le couple produit. La sensibilité de la réponse à l'injection du courant est de plus en plus faible à la vitesse moins élevée. On mesure un couple de 4 N.m à la vitesse de 1250 rpm.

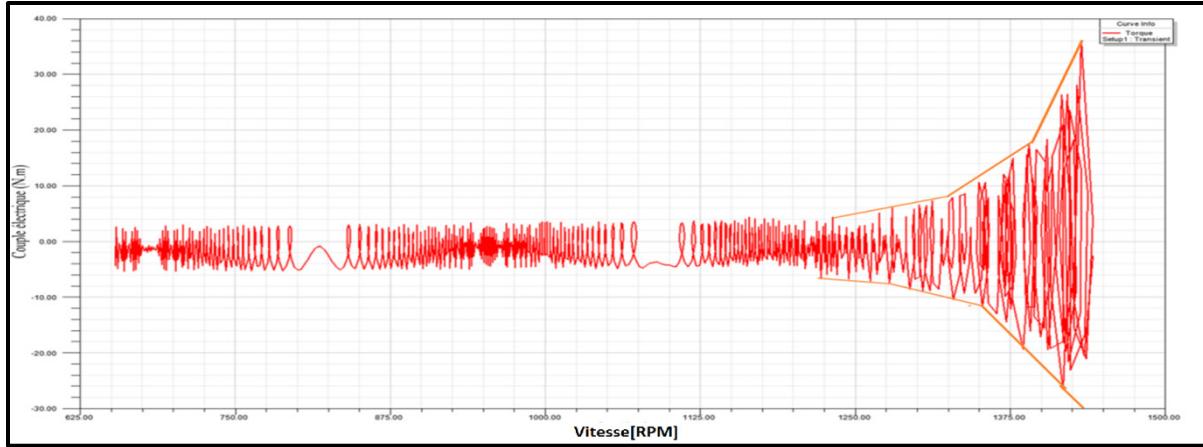


Figure 3.18 Courbe de torque-vitesse du moteur, triphasé, en mode du freinage, 10A

La figure 3.19 représente un échelon du courant continu imposé de circuit externe et la courbe du courant continu de l'excitation des phases du moteur, triphasé, en mode de freinage, 10A dc, couple de charge d'un ventilateur.

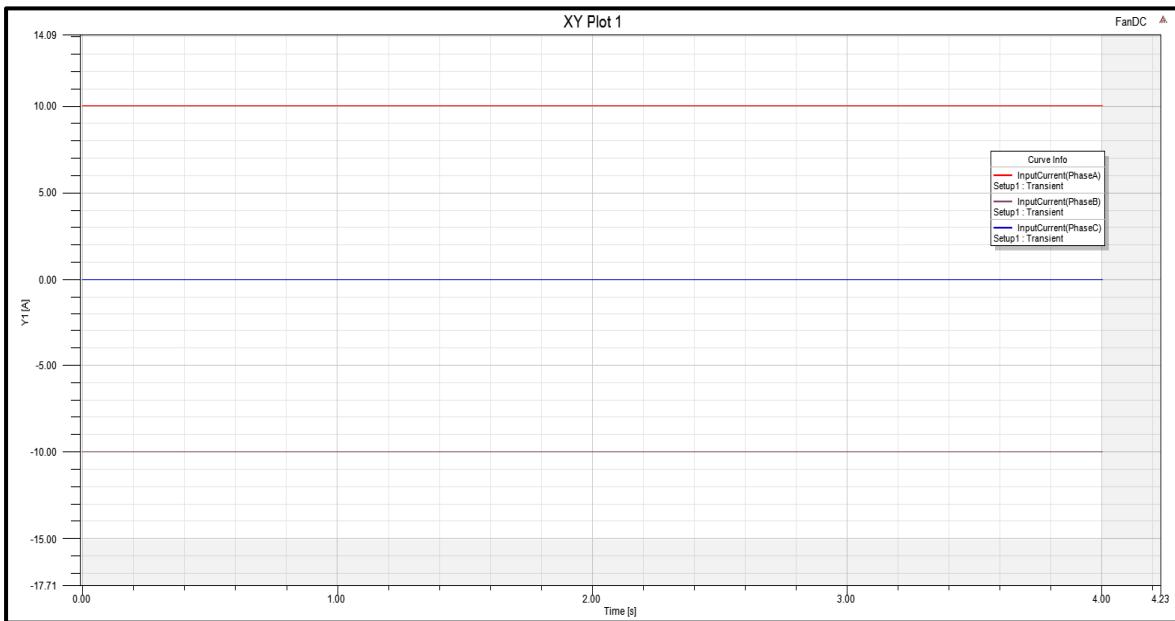


Figure 3.19 Courbe de courant direct (A) de l'excitation des phases du moteur 3ph, en mode de freinage, 10A dc

Afin d'étudier l'impact des variables de moteur pendant le freinage, la figure 3.20 illustre le rapport entre l'inertie et la valeur du amortissement de la vitesse. En appliquant une plage de

valeur d'inertie de $0.09 \text{ à } 18 \text{ kg.m}^2$, la vitesse change entre 1360 rpm et 1400 rpm. Nous observons un couplage proportionnel aux longueurs de la barre qui s'atténue en fonction de l'augmentation de l'inertie. Ces valeurs peuvent être incluses l'inertie de la boîte de rapport mécanique (le système de la transmission).

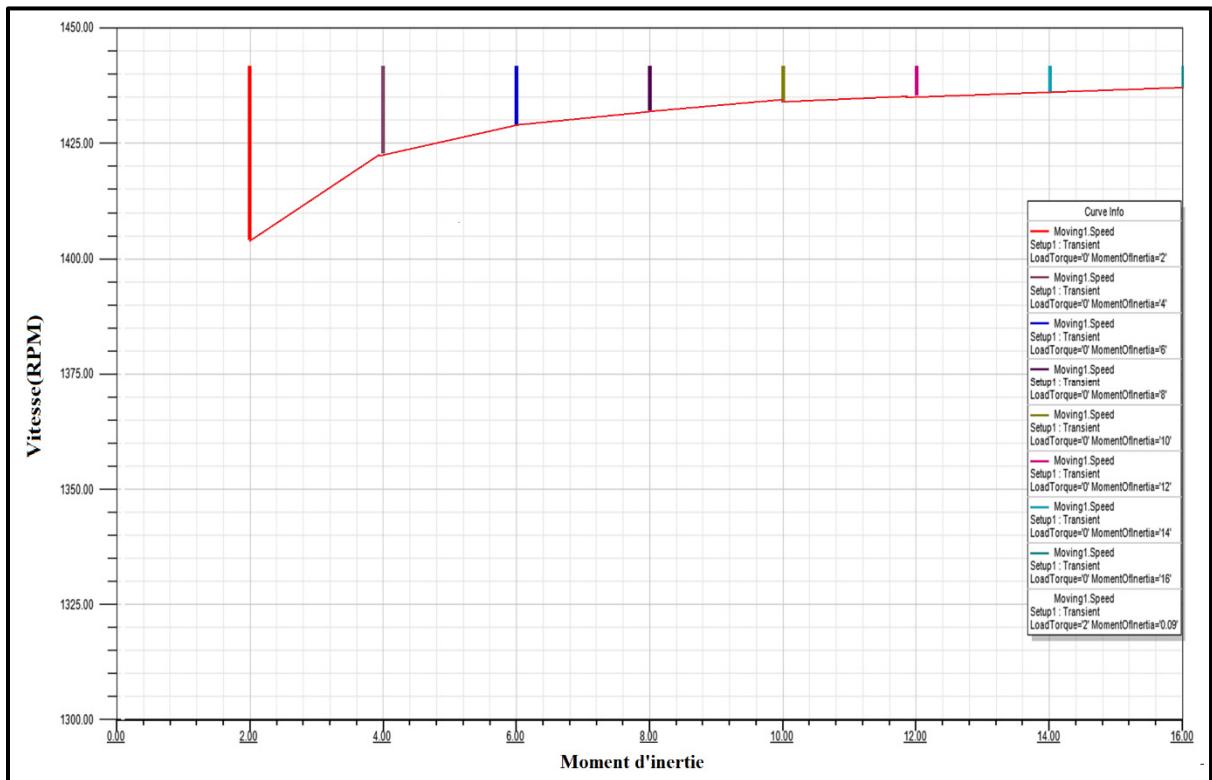


Figure 3.20 Impact du moment d'inertie sur le taux décroissant de la vitesse transitoire (l'amortissement) dans une durée de 3 secondes en mode de freinage, 10A dc, couple de charge d'un ventilateur

La figure 3.21 montre l'impact du courant continu sur le taux d'amortissement de la vitesse transitoire dans une durée de trois secondes en mode de freinage, couple connecté de charge d'un ventilateur. Un courant continu égal à 35A diminue la vitesse plus en plus (1500rpm) qu'un courant de 16A dc.

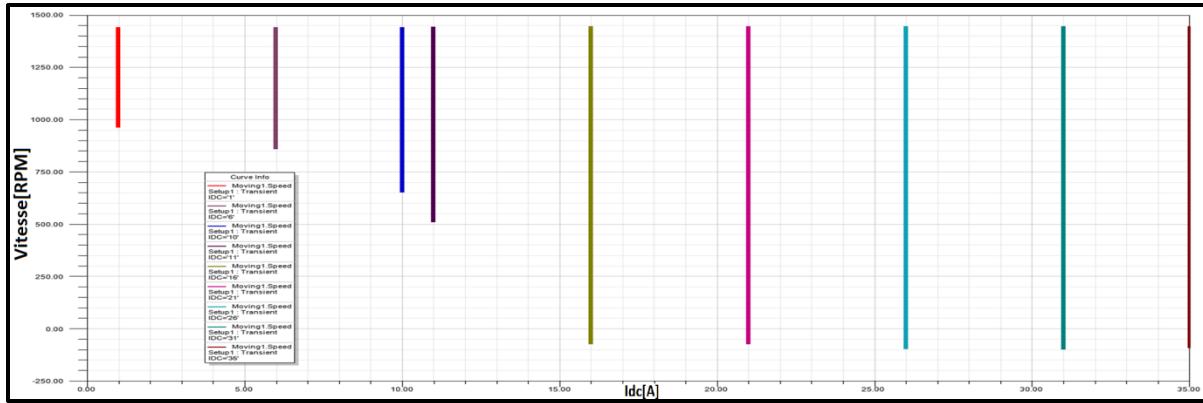


Figure 3.21 Impact du courant continu sur le taux d'amortissement de la vitesse transitoire dans une durée de 3 secondes en mode de freinage, couple de charge d'un ventilateur

C'est pour le type de freinage électrique que le courant continu est en fonction de la vitesse dans lequel l'énergie électrique sert à produire les champs magnétiques intenses, par conséquent, les champs inverses de freinage dans l'entrefer. La figure 3.22 montre l'oscillation du couple avec une plage du courant injecté de 1 A dc à 35 A dc la figure 3.22 montre une amplitude oscillante après deux secondes de couple de charge ($Idc=35A$). En plus, le taux d'oscillation est très élevé dans les schémas transparents de courant.

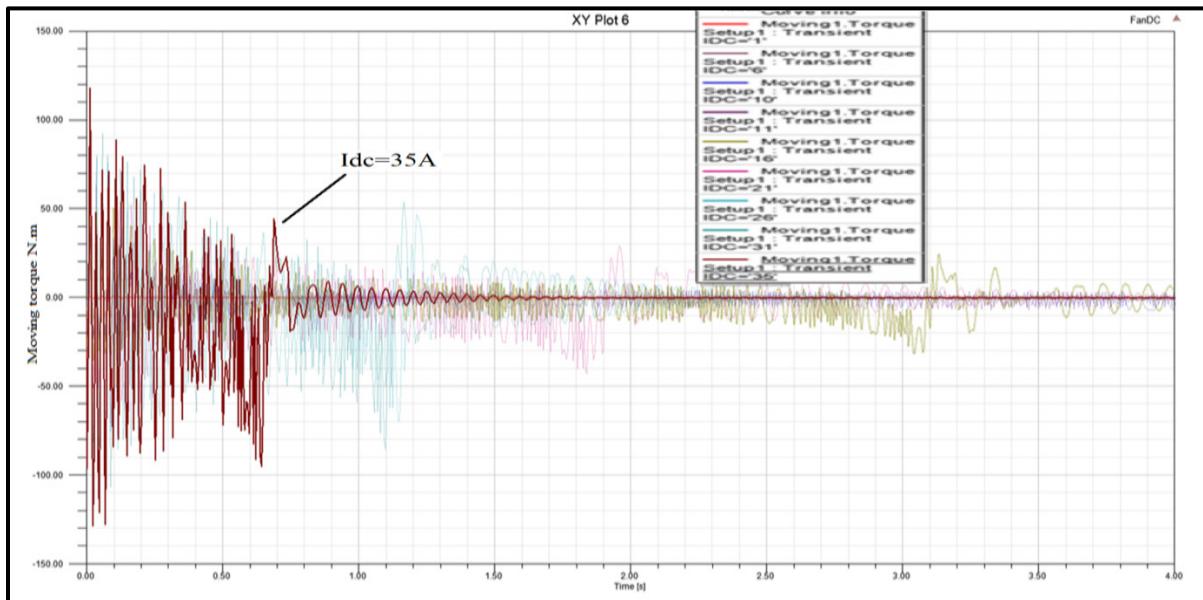


Figure 3.22 Courbe de torque-temps du moteur, triphasé, en mode de freinage, 35A dc (plus de courant admissible), couple de charge=0

Le temps de freinage est le rapport de l'amplitude du couple oscillant sur celle du déplacement angulaire.

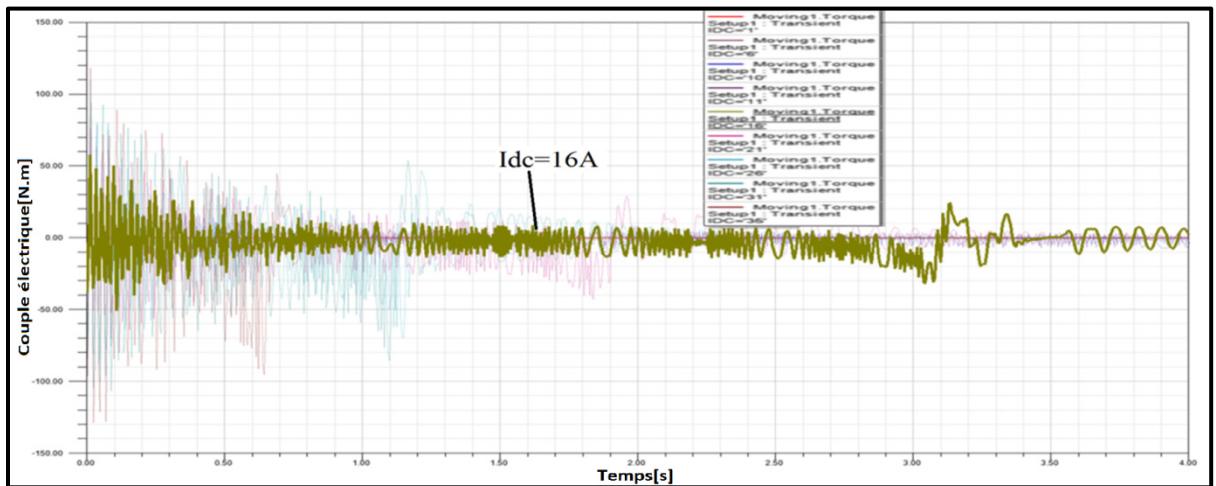


Figure 3.23 Courbe de torque-temps du moteur, triphasé, en mode de freinage, 16A dc (plus de courant admissible), couple de charge d'un ventilateur

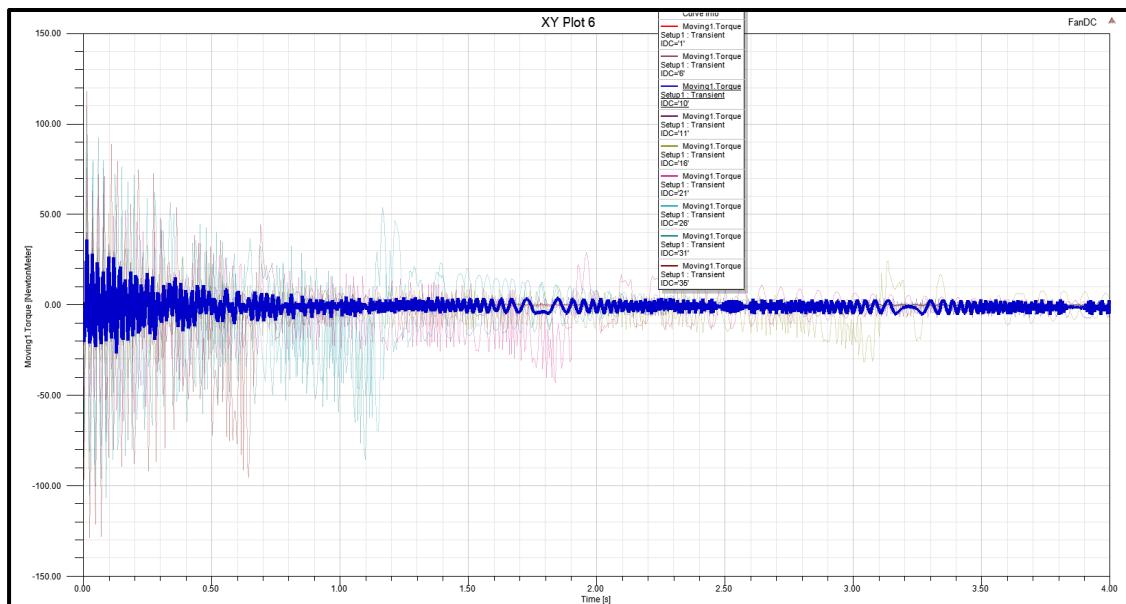


Figure 3.24 Courbe de torque-temps du moteur, en mode de freinage, 10A dc (plus de courant admissible), couple de charge d'un ventilateur

3.4 Simulation de la machine asynchrone en mode de freinage en fonction de couple de charge

3.4.1 Introduction

Une façon d'interpréter le résultat d'un système tournant est d'intégrer la partie mécanique du modèle de transmission (couple) aux variables de moteur électrique. Ce dernier utilise une vitesse de rotor variable, pendant le temps de freinage, le couple de charge et les équations du mouvement. La simulation est relativement orientée pour plusieurs points d'opération qui ont été simulé ici pour couple de charge égal à (-49,1 N.m, 2 N.m), la réponse mécanique aux excitations de courant continu de freinage est égal à 10A, moment d'inertie=0.09. Les états de freinage et de transitoire peuvent également être observés, en plus un important changement de la vitesse traduit les énormes forces de décélération agissant sur le système.

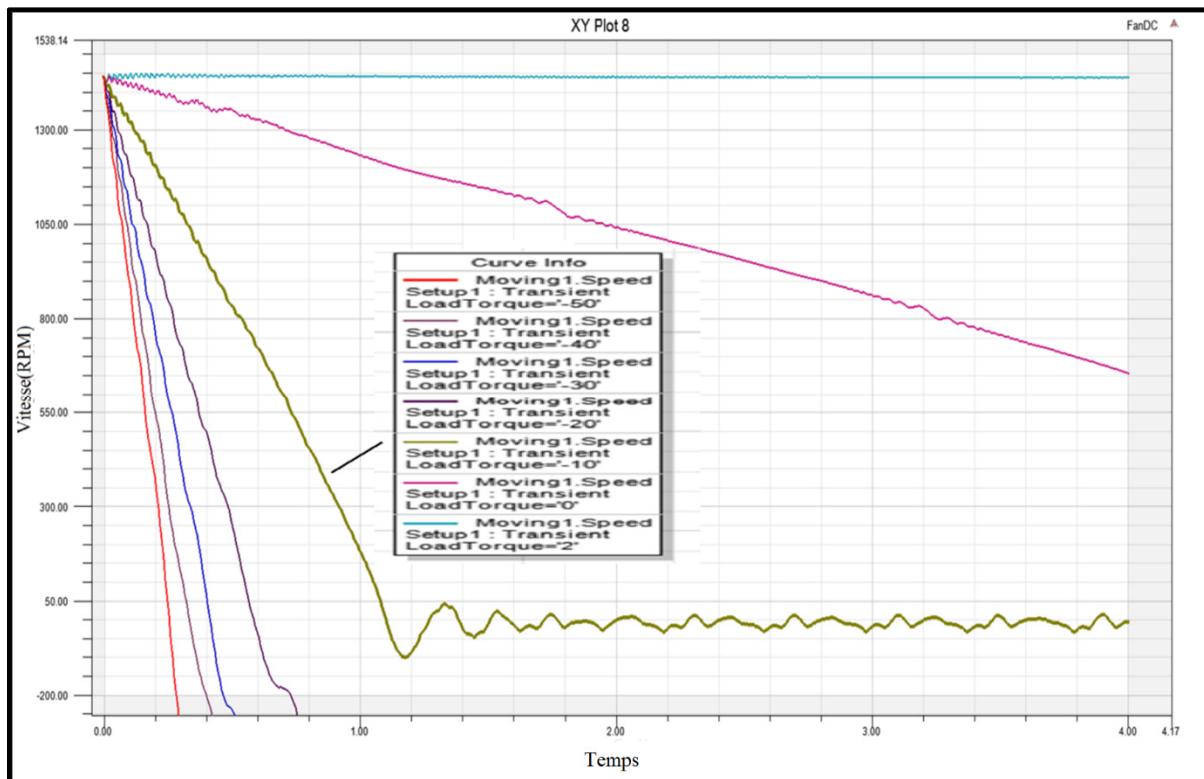


Figure 3.25 Impact du couple de charge sur la réponse de la vitesse mécanique d'un moteur en charge variable entre 49,1N.m et -2 N.m, 7,5kW, 3ph, Idc de 10 A

La figure 3.26 illustre les harmonies et la réponse fréquentielle de l'amplitude de la vitesse dans la transformation de Fourier rapide. Le spectre présente différentes harmonies vitesse de moins élevée pour un échelon de couple de charge de 49,1 N.m et le courant de 10A dc. Les fréquences vitesse moins élevée montrent une oscillation constante lors du freinage final.

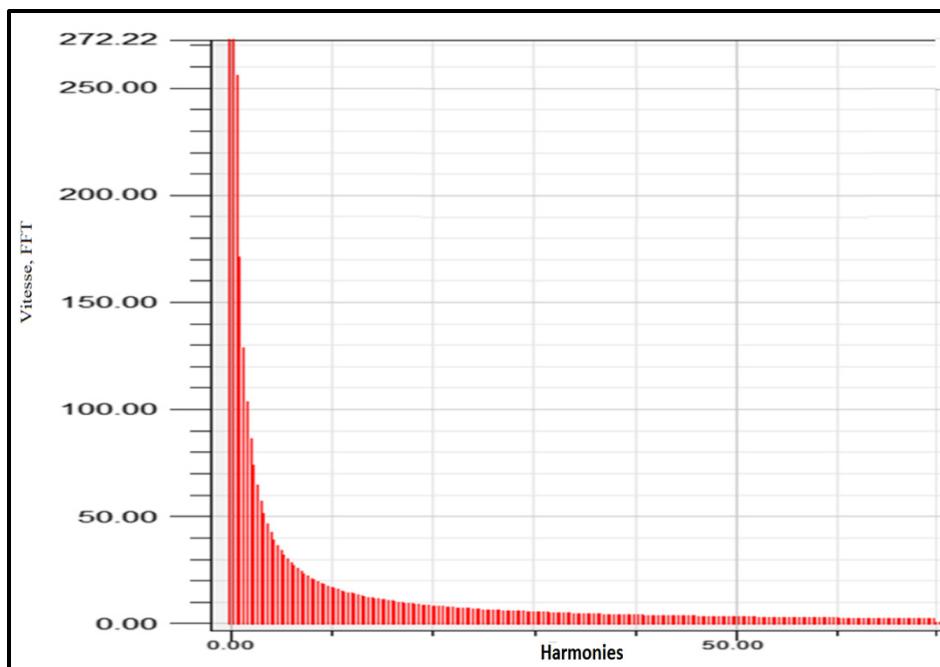


Figure 3.26 Analyse fréquentielle de l'amplitude de la vitesse (FFT)

Lors de calculs électriques, tous les régimes de couple de charge sont modélisés. Parallèlement, le comportement électromécanique du moteur est vérifié en analysant la simulation successive dans chaque élément et l'entrefer pour mieux observer la saturation et le sur-échauffement. En effet, la variable de machine est analysée et optimisée au fil de simulations successives et paramétriques. Grâce à cette simulation, nous avons une vision complète pour exploiter tout le potentiel dans les matériaux et les composites ou les isolants afin de justifier le point d'opération.

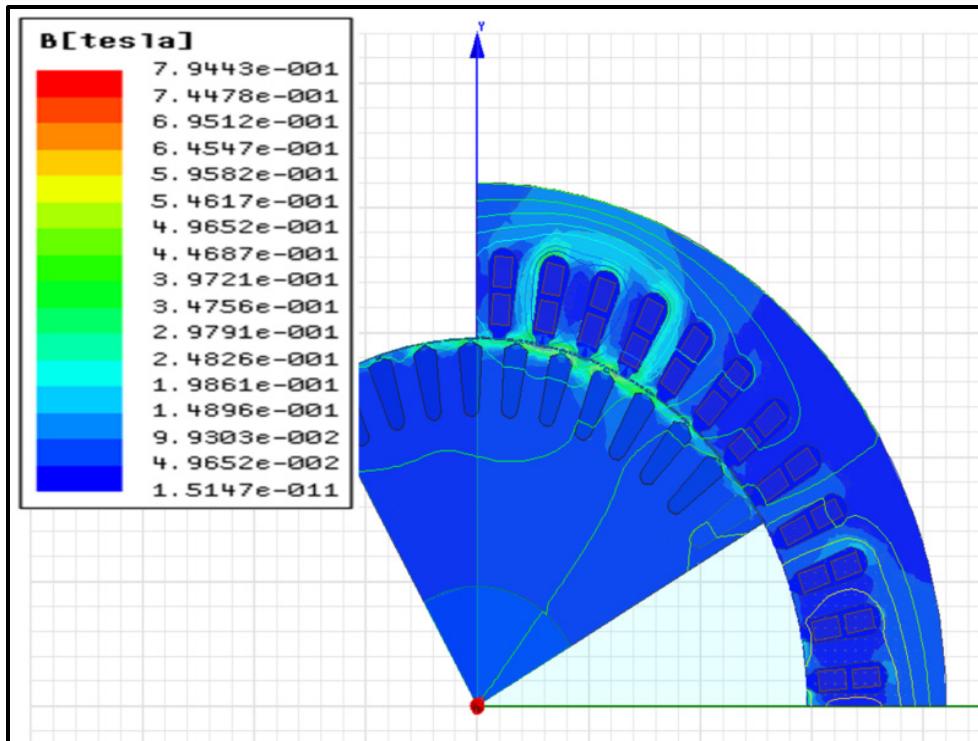


Figure 3.27 La densité des champs magnétiques dans une coupe transversale du moteur en mode de freinage, 10 Adc, d'un ventilateur

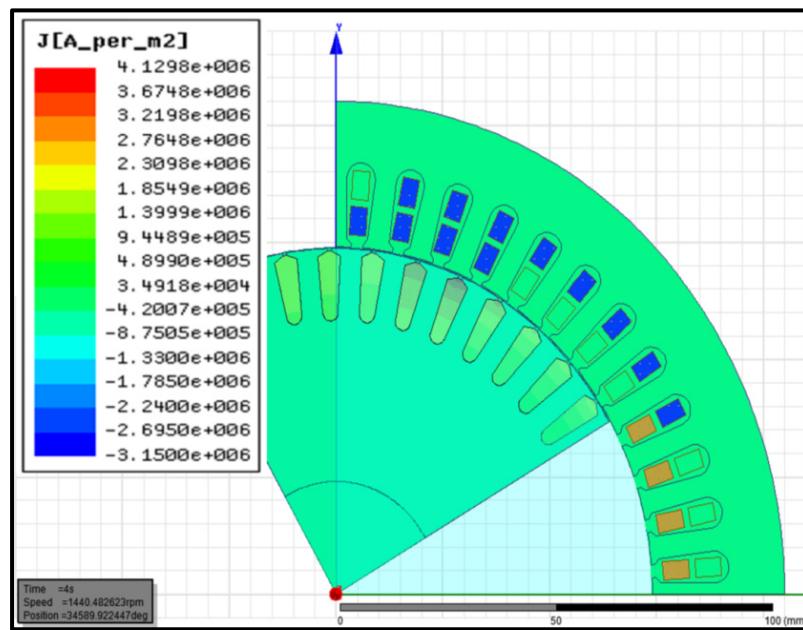


Figure 3.28 Distribution de densité de courant dans les conducteurs, 10Adc (composant Z)

Le modèle géométrique avec son maillage créé par Maxwell est illustré en B (Tesla), montre la circulation d'un courant inverse aux barres. La distribution de densité de flux de machine est influencée par la distribution du courant et par conséquent le courant maximal induit aux barres de rotors. C'est le courant qui crée les champs magnétiques de freinage contre les champs magnétiques de stator.

3.5 Simulation de la machine en mode de freinage et en fonctionne de moment d'inertie

3.5.1 Introduction

C'est une analyse détaillée des résultats de moment d'inertie que nous aide à choisir les meilleurs paramètres de contrôle du moteur pendant le freinage dans une durée de trois secondes, il montre une stabilité en fonction de l'augmentation de l'inertie. Nous observons ce phénomène dans la figure 3.29 avec la baisse de la vitesse à 1400rpm. Ci-après, Courant continu de freinage de 10A, et les variables sont les moments d'inertie d'un ventilateur.

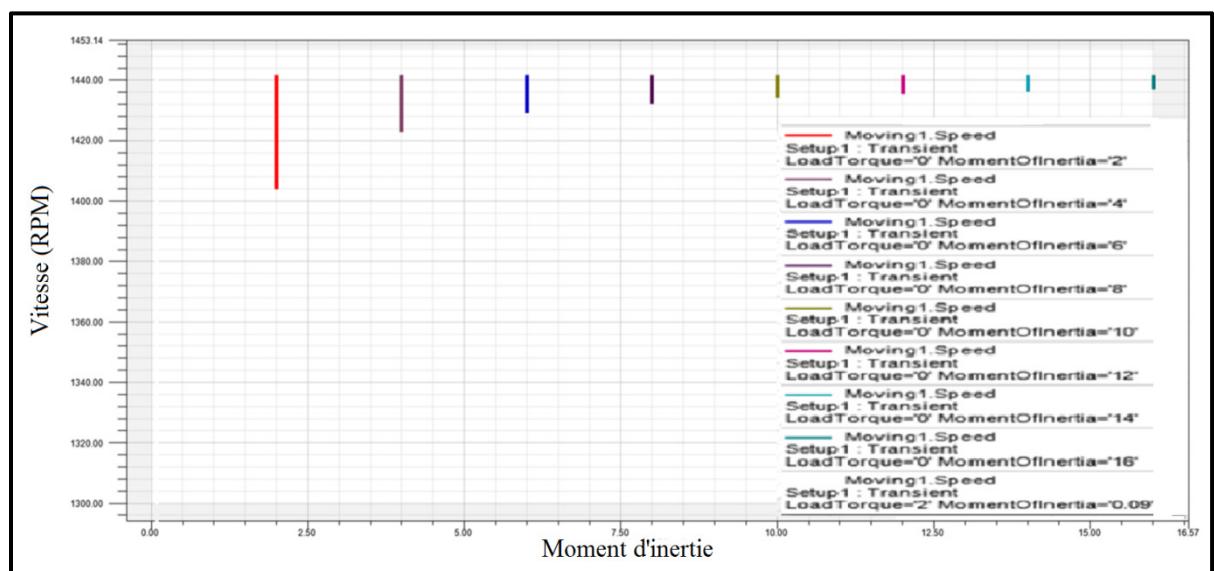


Figure 3.29 Amortissement de la vitesse (rpm) l'échelon de courant continu de freinage de 10Adc, Variable: Moment d'inertie entre

La forte décélération du système du freinage est observée avec l'effet d'un couple de charge (Tch de -2 N.m) à la comparaison du moment d'inertie 0,09. Ce résultat affirme l'effet du moment d'inertie depuis la décélération de sorte que son impact est négligeable en tenant compte des autres variables du système.

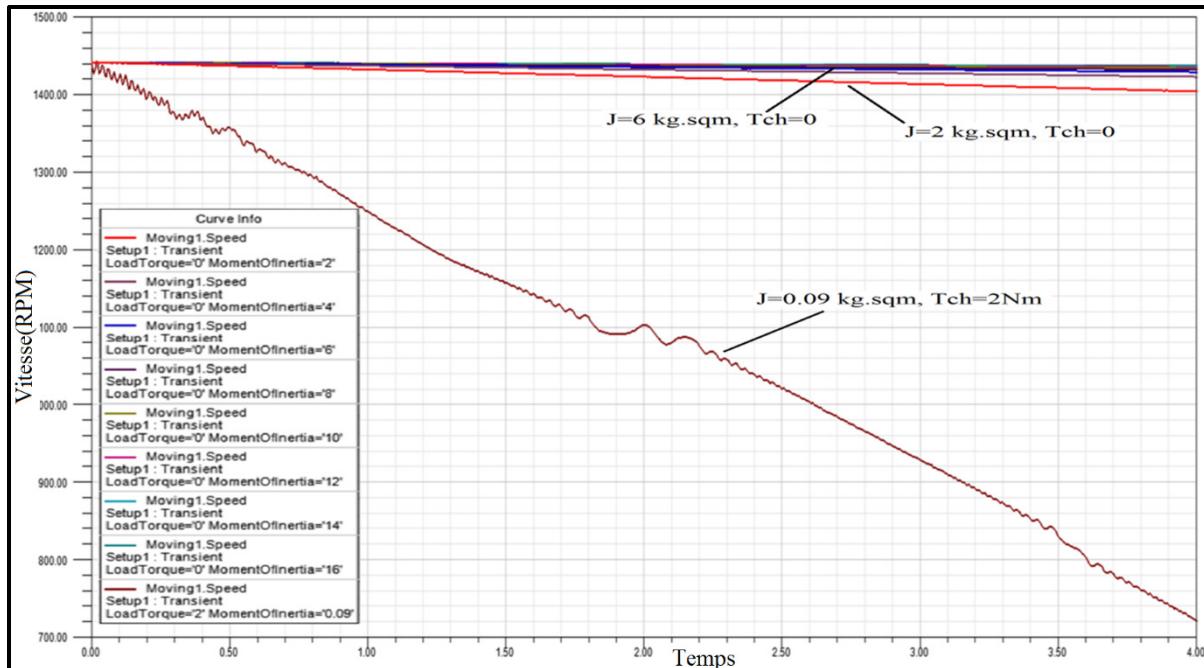


Figure 3.30 Vitesse (rpm) Courant continu de freinage de 10A, variable :
Moment d'inertie

La figure 3.31 présente les champs magnétiques produits par un courant continu Idc de 10A. Nous n'observons plus une sursaturation due au moment d'inertie dans une plage assez élevée. Il montre le courant dc injecté ne produit pas l'effet thermique significatif à cette condition.

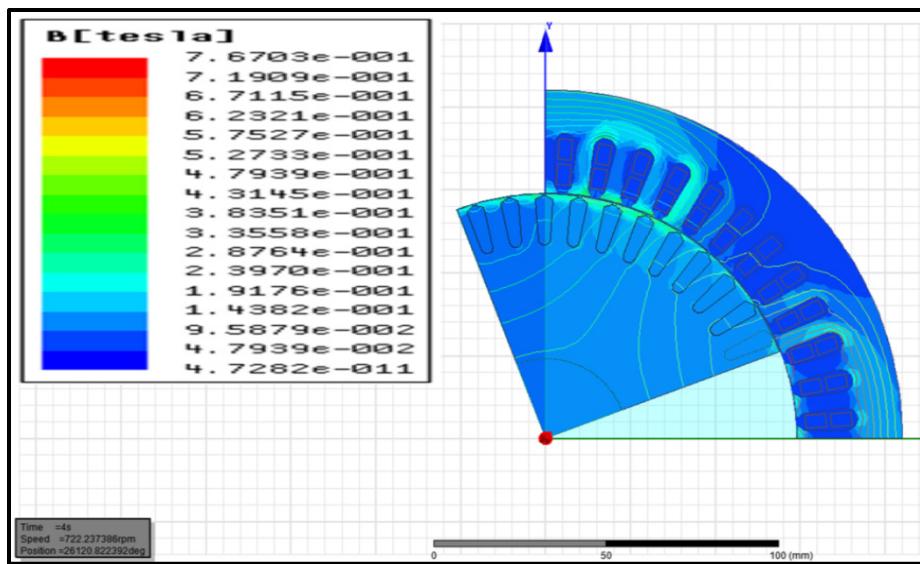


Figure 3.31 Champs B-Courant continu de freinage de 10A, couple d'un ventilateur, Variable= Moment d'inertie

3.6 Simulation de la machine asynchrone en mode du freinage

La figure 3.32 et 3.33 montrent l'effet d'un échelon du couple continu de -10 N.m et -49.1 N.m avec les courants continus variables en fonction de la vitesse. Cette forte décélération de la vitesse doit être suivie d'un moyen de dissipation pour cette énergie cinétique en tant qu'un amortisseur. La force d'amortissement est obtenue en contrôlant la valeur du courant continu et le couple de charge. Le dimensionnement correct de cet amortissement de la vitesse se fait par la variation du courant. Nous observons le résultat de la vitesse qui affiche les courbes lisses. La courbe de vitesse caractérise les oscillations à une gamme de fréquences moins élevées. En plus, elle montre également le comportement vibratoire de la structure. Le courant de freinage montre une valeur de 32A dc pour un couple mécanique de 49.1 N.m.

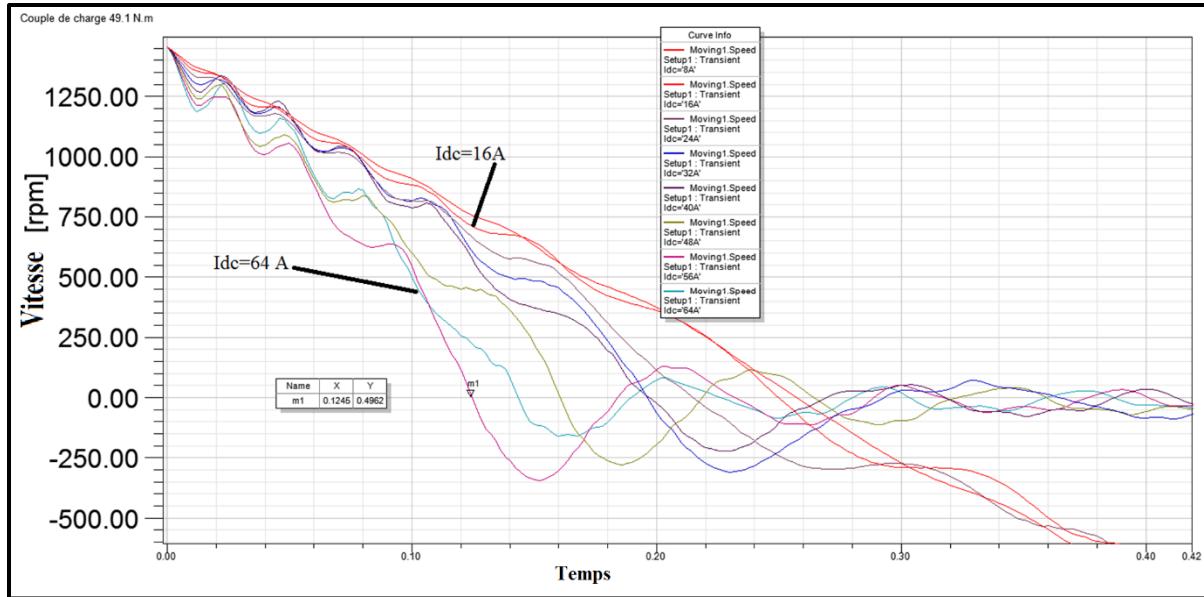


Figure 3.32 Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique
(couple de charge de -49.1 N.m)

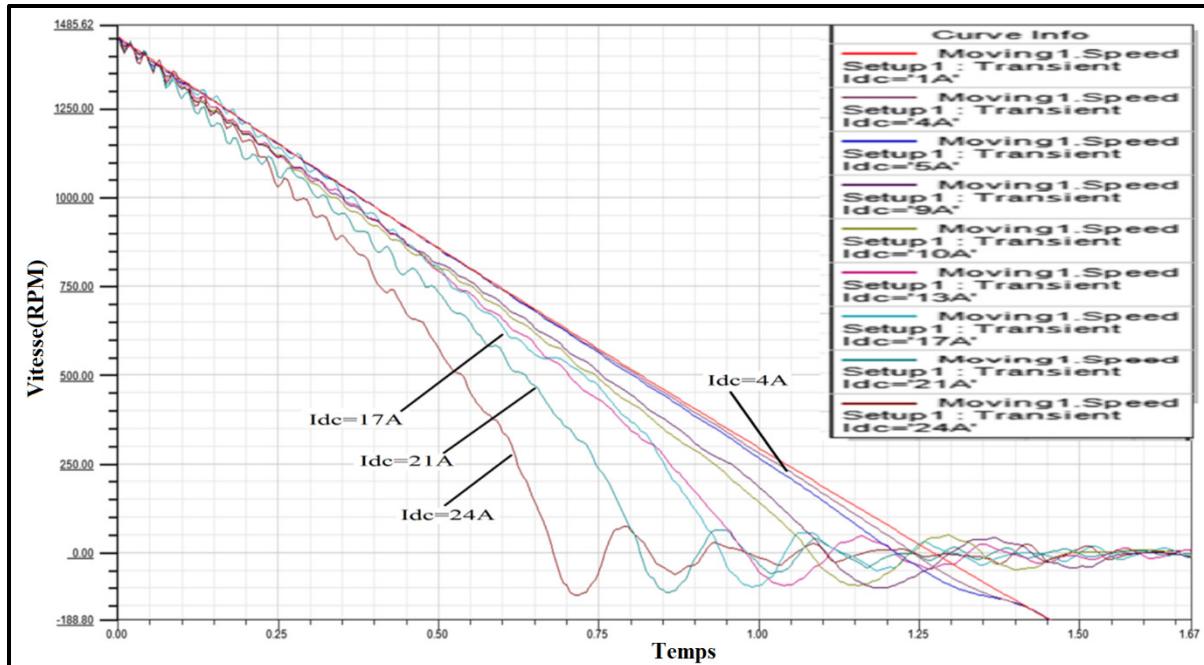


Figure 3.33 Impact du courant continu sur la réponse de la vitesse mécanique
(couple de charge de -10Newton mètre)

CHAPITRE 4

FREINAGE AVEC L'ÉCHELON DU COURANT DE DÉMARRAGE ET DE PÉRIODIQUE

4.1 Introduction

Ce chapitre étudie le phénomène du courant de démarrage d'un moteur pendant l'opération normale afin d'injecter la même courbe du courant pour simuler la vitesse de freinage. L'objectif de ce chapitre est d'appliquer la même caractéristique thermique en moyennant le courant admissible du moteur. Le moteur asynchrone s'échauffe du fait des pertes qui sont très élevées au démarrage et lors de l'impulsion de la charge. En effet, le système de refroidissement interne évacue la chaleur depuis l'opération continue. Le moteur doit être refroidi pour dissiper en permanence la chaleur produite en milieu ambiant lors du freinage à travers les canaux du stator et du rotor par son ventilateur. C'est les contraints des valeurs de variable du freinage que nous en mesurons et comparons la capacité thermique dans deux cas. Autrement dit, la densité de perte ne dépasse plus du régime d'opération normale.

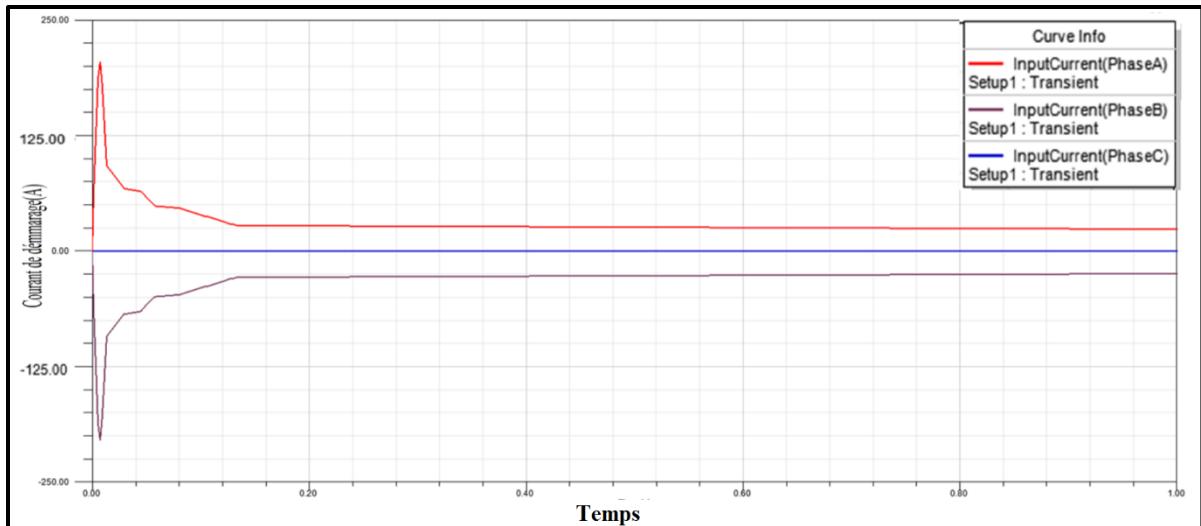


Figure 4.1 Courant de freinage imposé aux bornes (A)

La courbe de vitesse de la figure 4.2 fluctue entre zéro rpm et 30 rpm avec l'échelon appliqué dans la figure 4.1. Ce point se stabilise en utilisant un système de freinage mécanique par duquel il crée un choc instantané pour un arrêt complet. Nous verrons le couple de l'échelon (figure 4.4) appliqué ne persiste plus lors de 2.6secs.

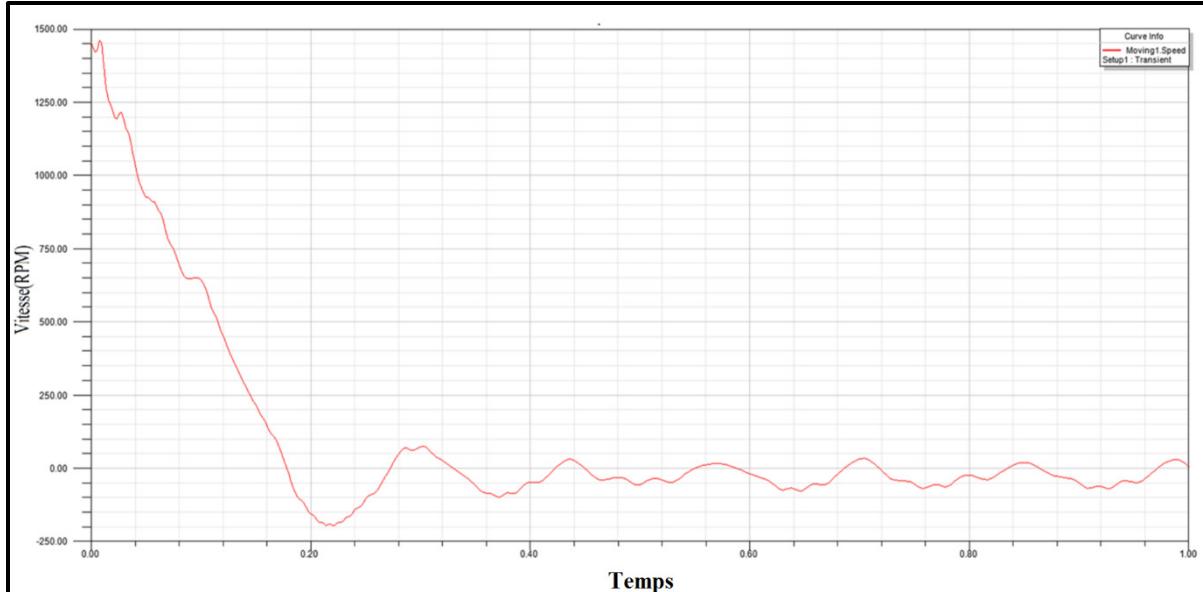


Figure 4.2 Courbe de vitesse (N.m)

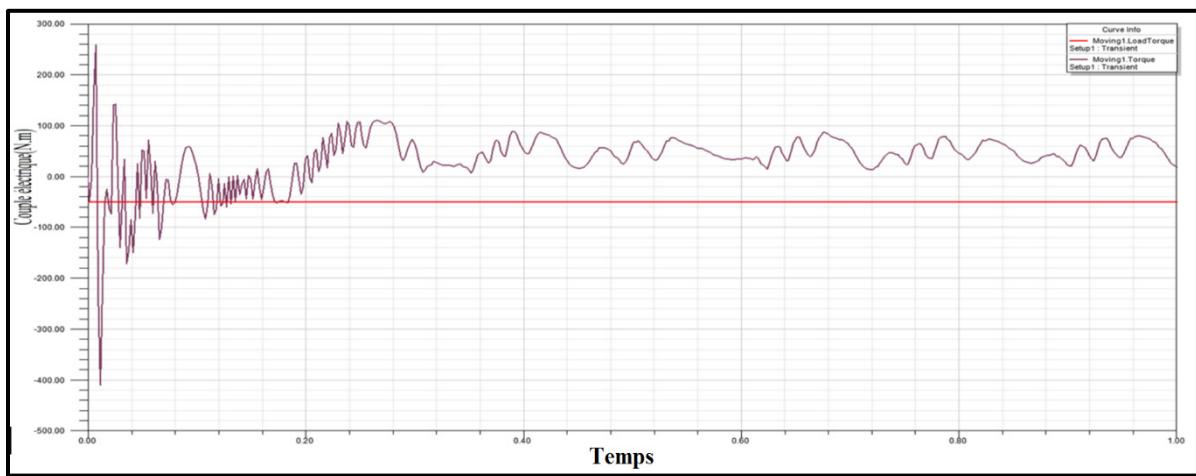


Figure 4.3 Courbe de couple de charge (N.m) et le couple de moteur

La figure 4.4 montre une chute forte de la vitesse lors de 2.6 secs en injectant un échelon du courant de la figure 4.1.

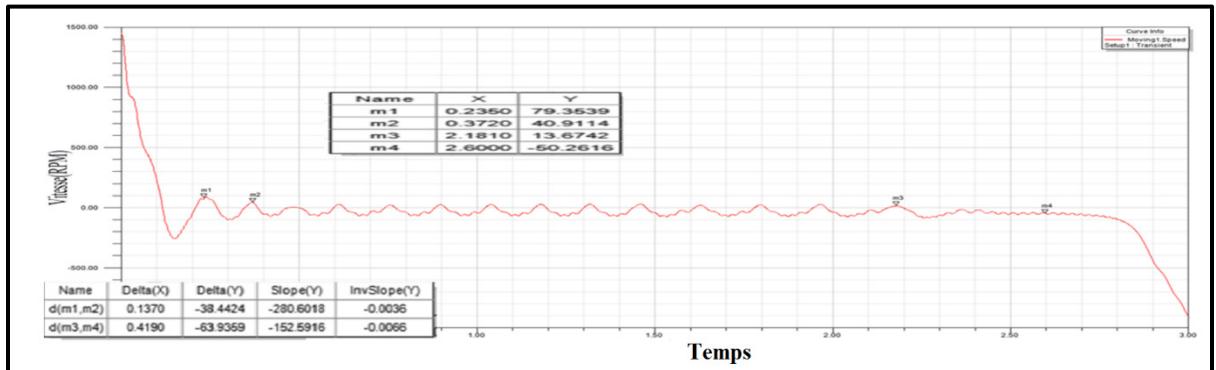


Figure 4.4 Survitesse (rpm) après 2.6sec

Les champs magnétiques sont utilisés comme un indice pour le sur échauffement et l'analyse thermique ainsi que la comparaison de deux cas du démarrage et du freinage. C'est un bon mesure de juxtaposer deux simulations électriques et thermiques afin de valider la réponse pour des points chauds.

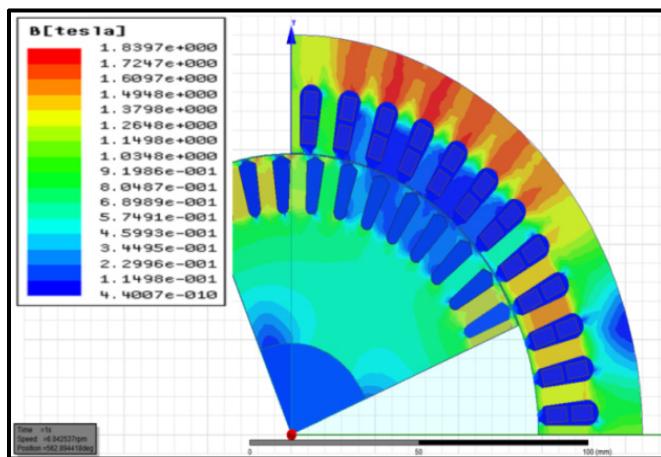


Figure 4.5 Champs magnétiques B (Tesla)

Les figures 4.6 et 4.7 affichent des pertes de démarrage assez élevées que pendant le freinage depuis une seconde. Il est à noter que le système de refroidissement évacue l'air lors du

démarrage à l'encontre de la durée du freinage que la force du ventilateur s'affaiblit du fait de l'abaissement de la vitesse du ventilateur.

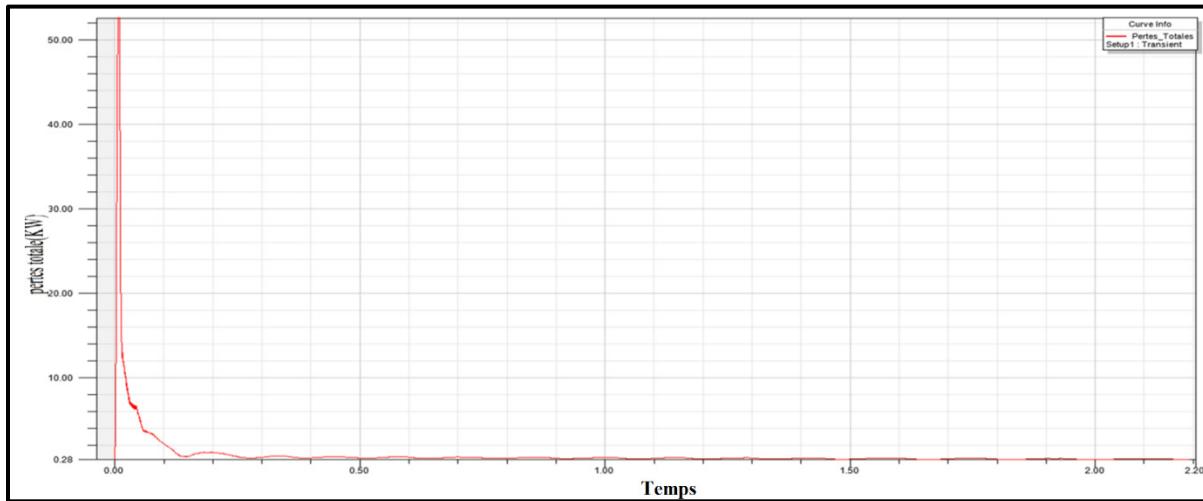


Figure 4.6 Pertes totales du freinage (kW)

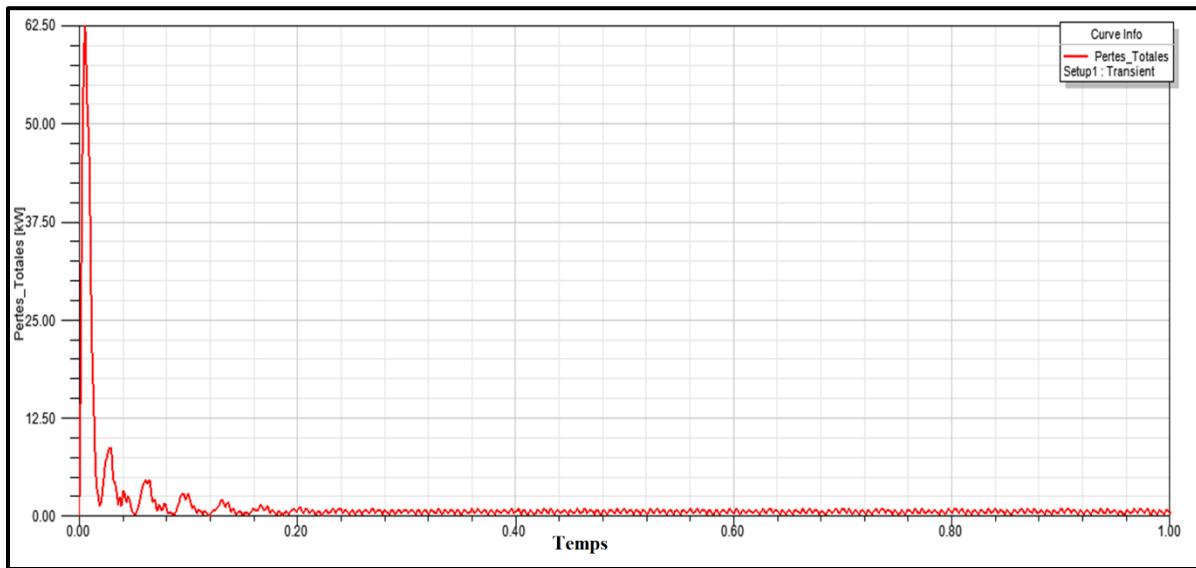


Figure 4.7 Pertes (kW) lors du démarrage (opération normale, 380Vac, 50hz)

La perte (la figure 4.7) est un facteur qui définit la valeur des variables de sorte qu'elle contrainte la conception et la grandeur des équipements. Afin de caractériser l'effet de la charge et puis la température, nous superposons le résultat lors du freinage et de l'opération

normale. La conception des équipements dans le domaine électrique confronte aux paramètres thermodynamiques et au taux de la dissipation de pertes pour laquelle nous évaluerons la limite de la température maximale constante et la température instantanée des matériaux électriques.

4.2 Injection avec rapport cyclique du courant

Afin de compenser la stabilité du système lors de la chute de vitesse à 2.6 secondes, cette section présente une étude pour préserver l'intégrité du système de freinage et améliorer la qualité du freinage. Pour que nous maintenons constamment maintenir le coupe électrique par la fréquence du rapport cyclique, nous appliquons la deuxième impulsion. Cette étude est capricieuse du fait du contrôle de la chaleur produite par courant injecté. La surchauffe pointue et nuageuse dégrade la qualité des matériaux ainsi que la vie de la machine asynchrone. C'est pour cette raison que nous comparons la capacité thermique selon la classe d'isolation des moteurs.

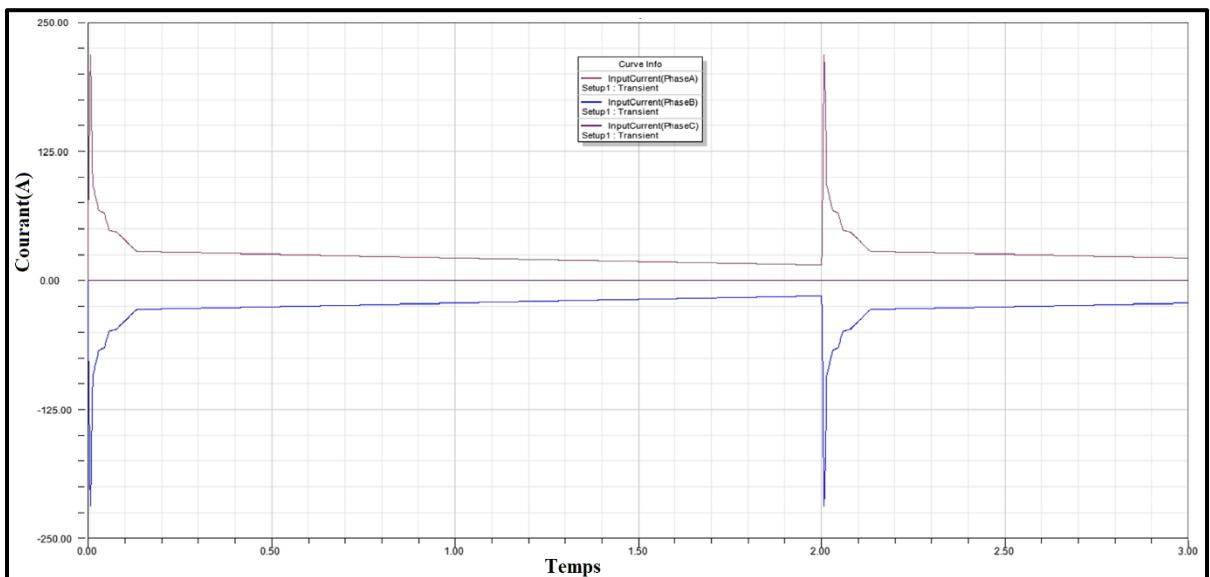


Figure 4.8 Courant d'injection aux bornes (A)

La vitesse de la figure 4.9 est observée après que nous avons injecté deux impulsions de rapport cyclique de T égal à deux secondes. Le résultat n'est pas stable pour un couple de charge de 49.1 N.m (la valeur des panneaux de signaux).

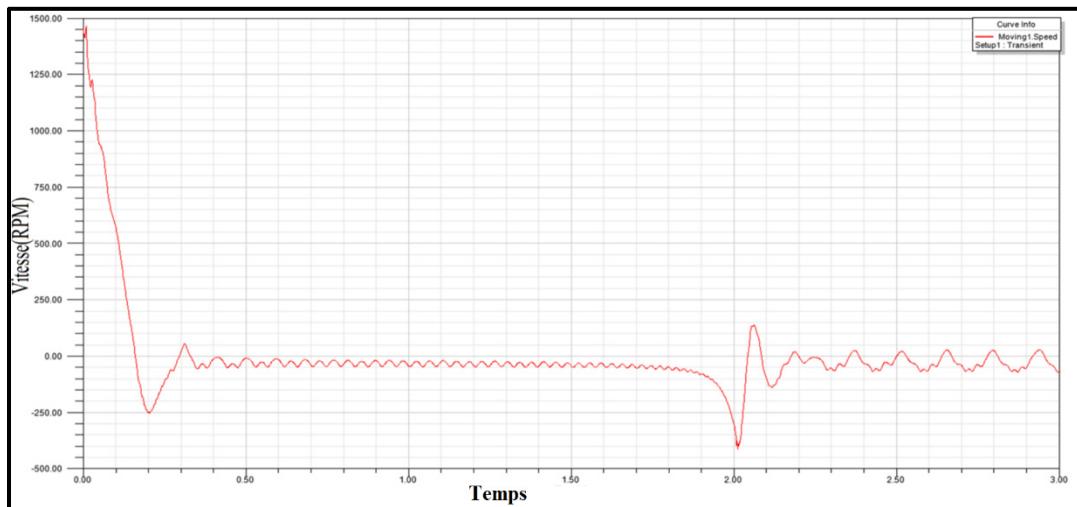


Figure 4.9 Évolution de la vitesse non stabilisée (rpm)

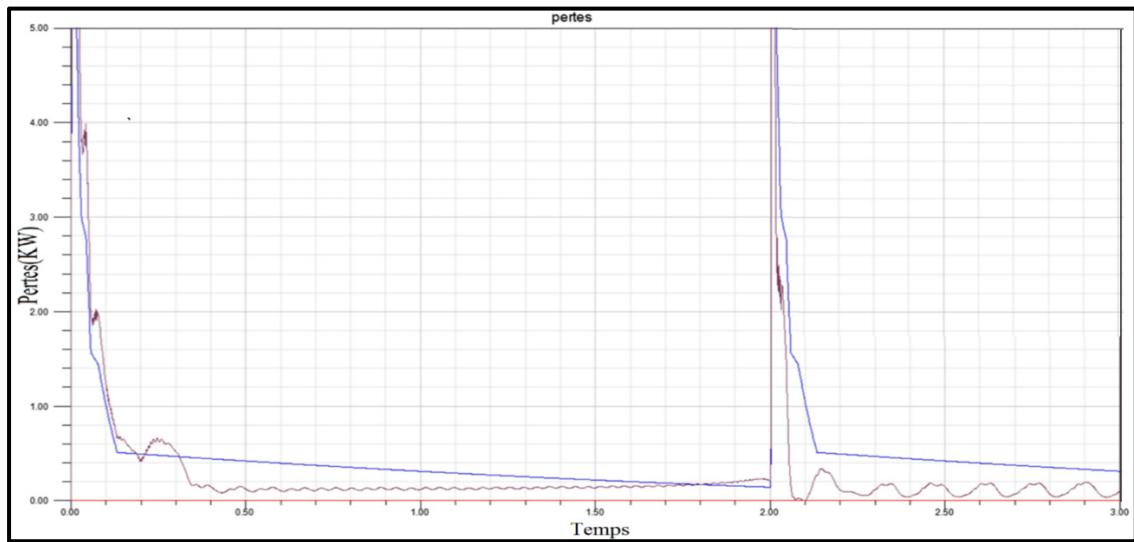


Figure 4.10 Pertes dans les matériaux(kW), bleue : résistive; brune :Foucault, hystérésis

4.3 Rapport cyclique de 50%

Ci-après, le graphe 4.11 montre un rapport cyclique d'opération (courbe de la fonction d'opération périodique) au cours duquel les conditions de courant injecté et la durée du temps varient alternativement lors du démarrage et du ralentissement (repos). Une impulsion électrique périodique s'impose par le circuit de la commande de la machine. Ce régime d'opération convient à des moteurs entraînant des couples de charges variables. La puissance de freinage est déterminée à partir de la moyenne quadratique ou la valeur efficace de la puissance.

La puissance efficace est calculée par la formule suivante :

$$HP_{rms} = \sqrt{\frac{\sum(HP^2 \cdot t)}{\sum t}} \quad (4.1)$$

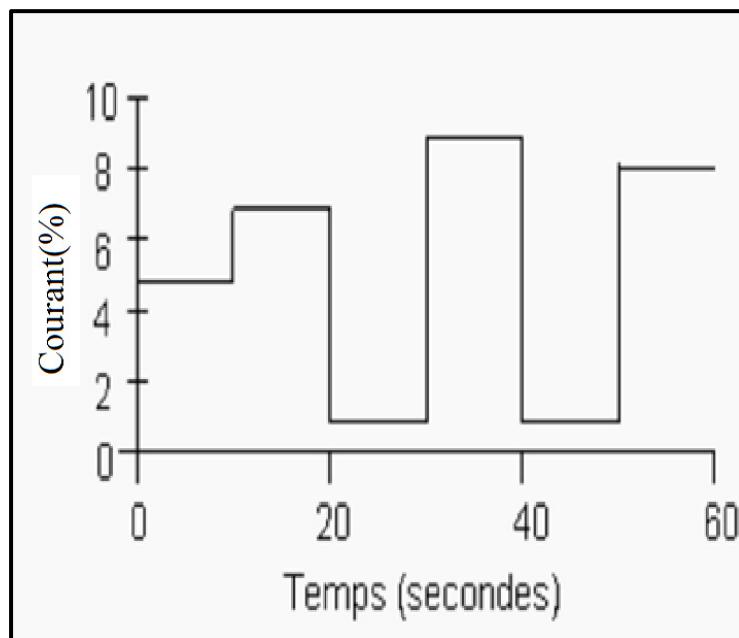


Figure 4.11 Rapport cyclique de moteur
Tirée de Ressources naturelles Canada (nrcan.gc.ca, p.15297)

Le rapport cyclique qui provoque les échauffements par une faible ou forte surcharge, de longue ou de courte durée est montré dans la figure 5.12 selon la norme IEC60947-4-sans défaut thermique. la vitesse montre une chute de descente courte et instable.

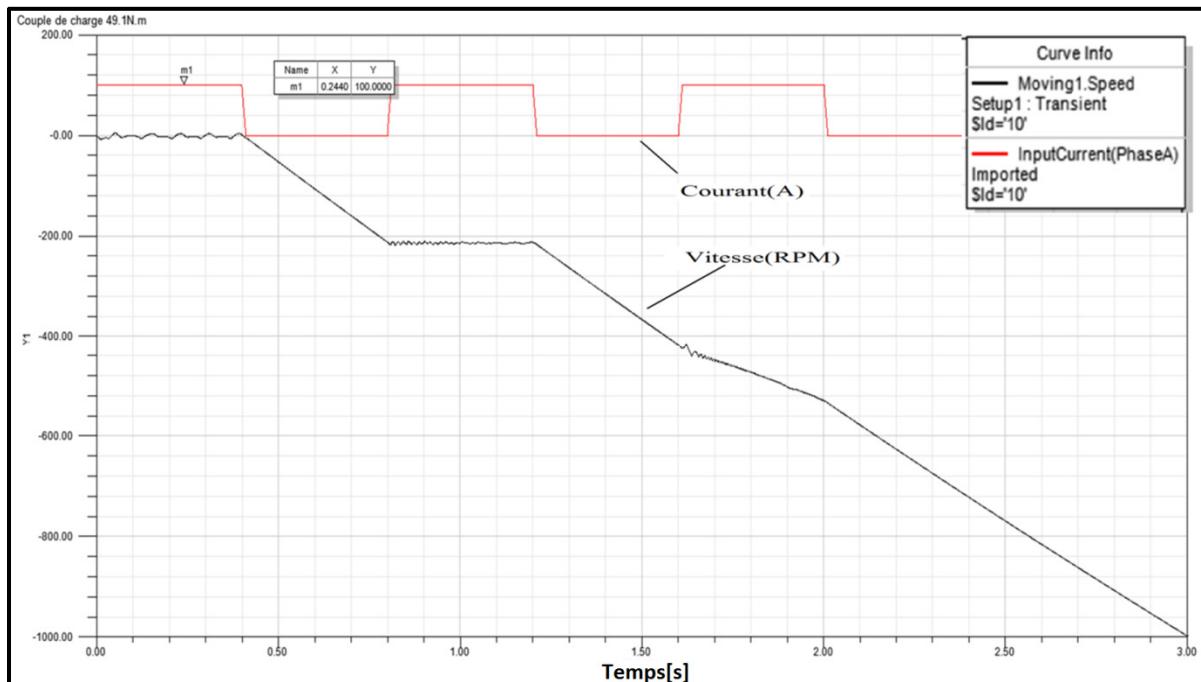


Figure 4.12 Injection du courant avec rapport cyclique de 50%

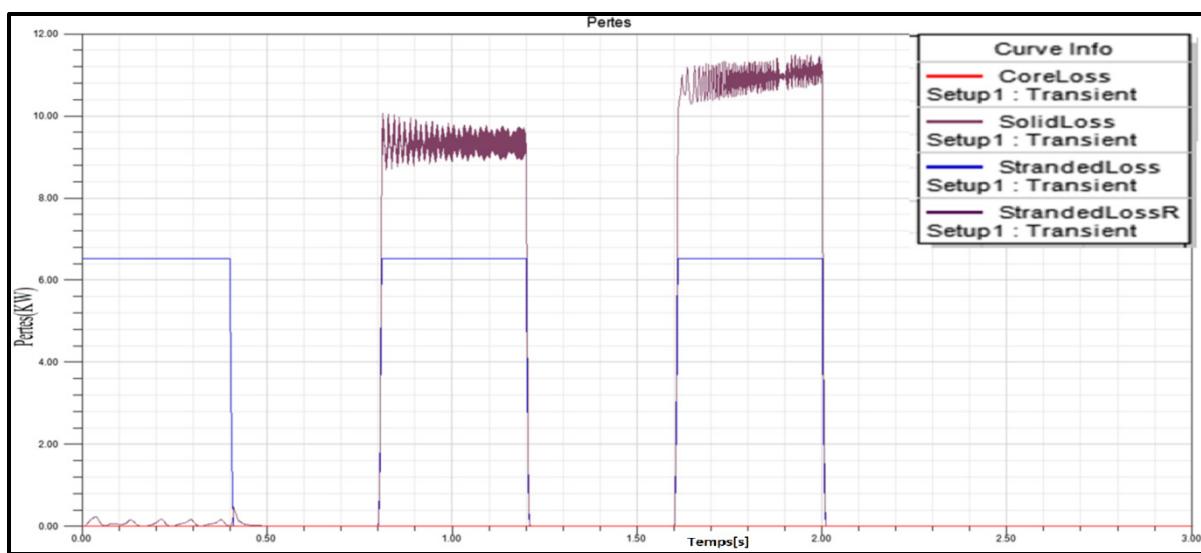


Figure 4.13 Pertes ohmique et magnétiques dans les matériaux (kW)

Alors, voici le couple de charge appliqué et le couple électrique :

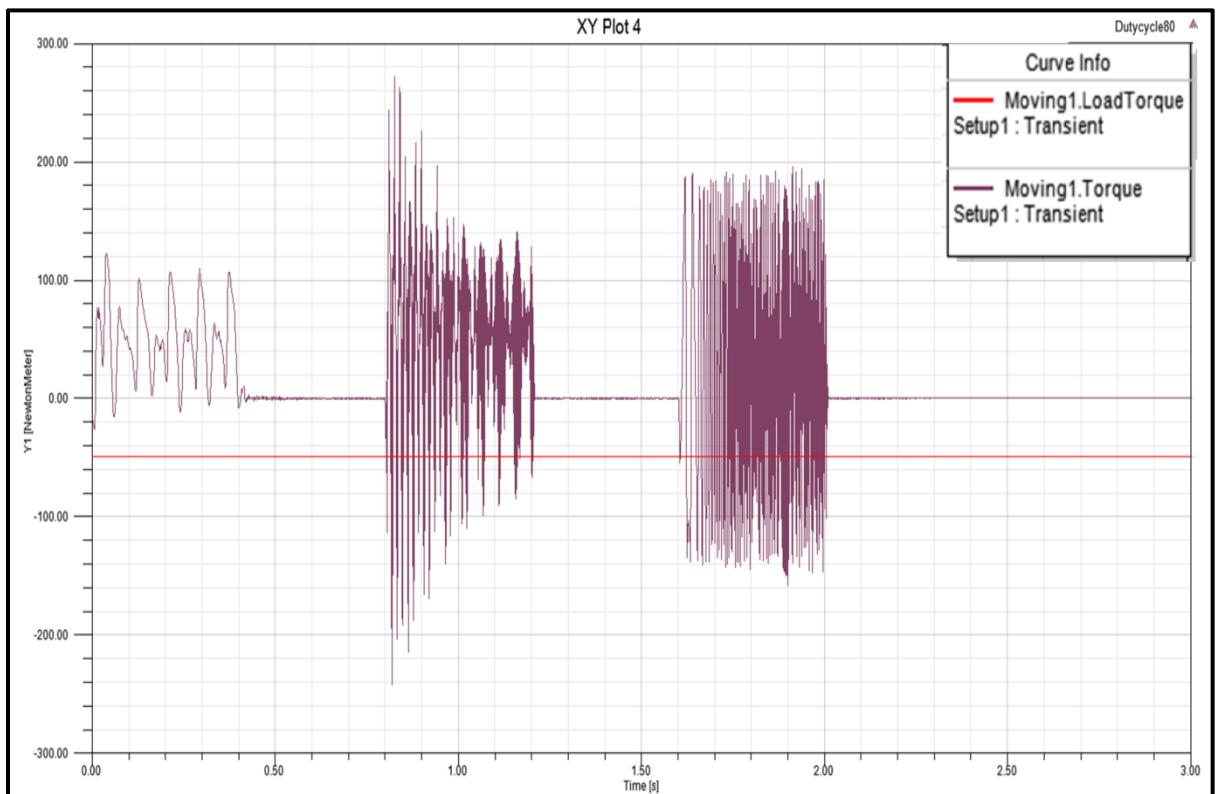


Figure 4.14 Couples de charge (N.m)

4.4 Régime stationnaire avec courant continu de 22A à vitesse initiale de zéro

Cette section démontre un état stationnaire de l'arbre imposé un couple de charge constant de -49,1 N.m (chute libre). La courbe suivante décrit le régime transitoire de moteur lorsque la vitesse initiale imposée est égale à zéro. Le moteur est chargé d'un couple de 49,1 N.m en injectant un courant continu de 22 A afin de maintenir l'état statique de charge. La fréquence des courbes lisses est en fonction des barres de rotor qui tourne dans les champs magnétiques constants produits par le courant continu de stator.

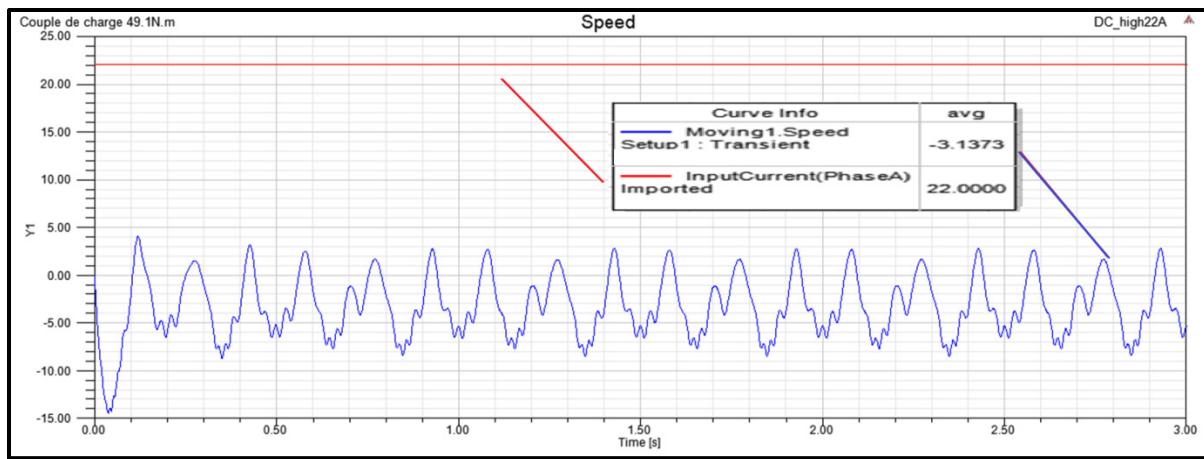


Figure 4.15 Fluctuation de la vitesse lors du freinage, la vitesse initiale de zéro, couple de charge de 49,1N.m

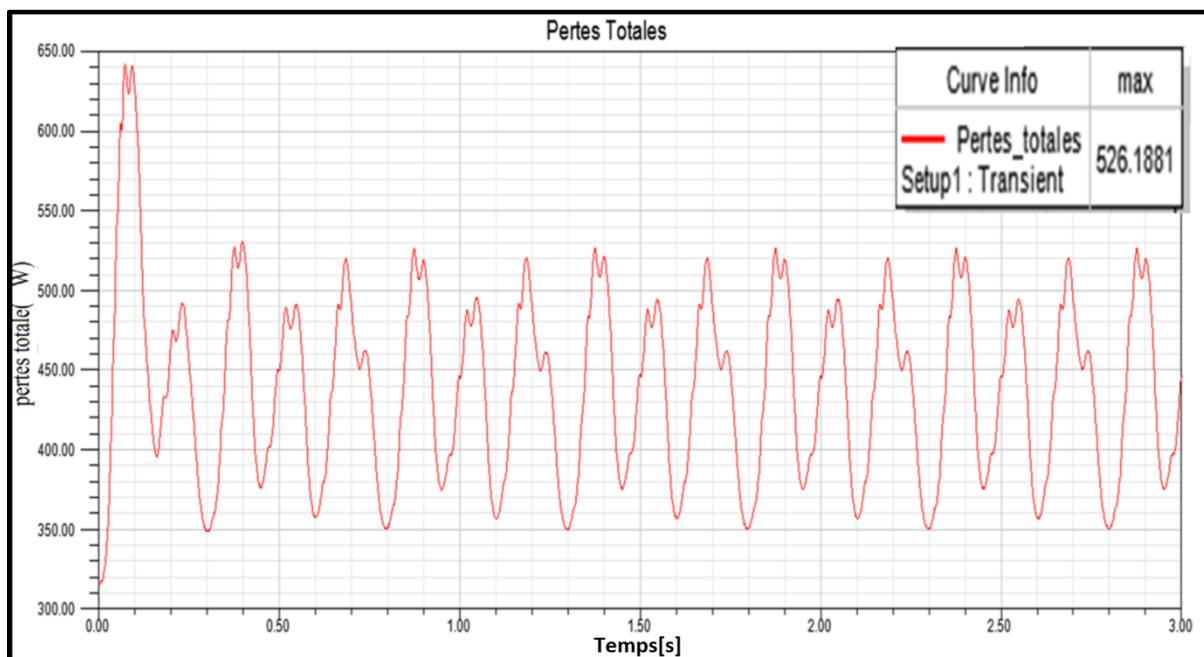


Figure 4.16 Pertes totales (W)

CHAPITRE 5

SIMULATION 3D PAR L'INJECTION DU COURANT À TRAVERS LE ROTOR

5.1 Injection rotorique

L'objectif de ce chapitre est d'étudier une hypothèse de l'injection du courant continu (DC) à travers le rotor pour qu'on puisse renforcer la densité des champs magnétiques dans l'entrefer et de diminuer la valeur du courant injecté de sorte que l'on déplace la concentration du sur-échauffement des conducteurs aux barres de rotor. Dans cette machine asynchrone, le bobinage rotorique produit les champs magnétiques contre les champs du stator. C'est le point où nous contrôlons le couple de charge afin de synchroniser la vitesse de rotor à la vitesse désirée du stator. Le chapitre précédent couvre le système asynchrone dont le rotor de ce système ne produit pas les champs magnétiques forts contre les champs du stator, pourtant.

Ce chapitre propose un modèle théorique qui essaie de renforcer les champs magnétiques du rotor afin de créer un couple électrique fort de sorte qu'il contrôle le couple électrique en fonction du courant d'une manière linéaire. En comparaison d'un système synchrone dont le rotor inclut le bobinage et les enroulements de l'amortissement, le moteur asynchrone ne donne pas cette possibilité du fait de sa structure solide.

Le modèle propose un moyen d'injecter les champs magnétiques dans l'entrefer par l'arbre du rotor qui donne accès externe. Ces champs sont produits par une bobine (la figure 5.1) sur l'arbre du rotor et la branché à une alimentation en courant continu. La boucle des champs magnétiques de cette bobine doit être fermée entre l'arbre du rotor et les tôles feuilletées du stator (la figure 5.2). Il est impossible d'injecter deux champs perpendiculaires dans le modèle 2D. En plus, le temps de calcul augmente brusquement pour un modèle 3D asymétrique de sorte qu'il exige une grande capacité de la mémoire vive de l'ordinateur exécutable par le logiciel de base, Linux. Nous créons un modèle symétrique afin de diminuer le temps de calcul et de faciliter du débogage pour une plateforme irrégulière.

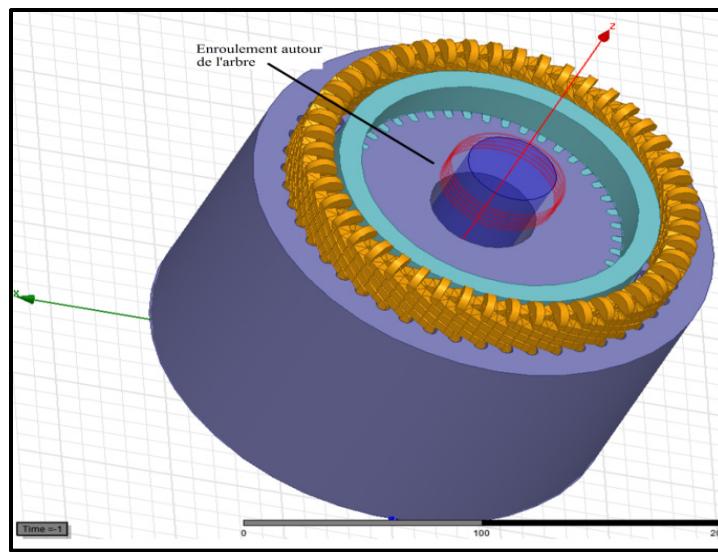


Figure 5.1 Bobine de l'injection du courant à travers le rotor pour freinage dynamique

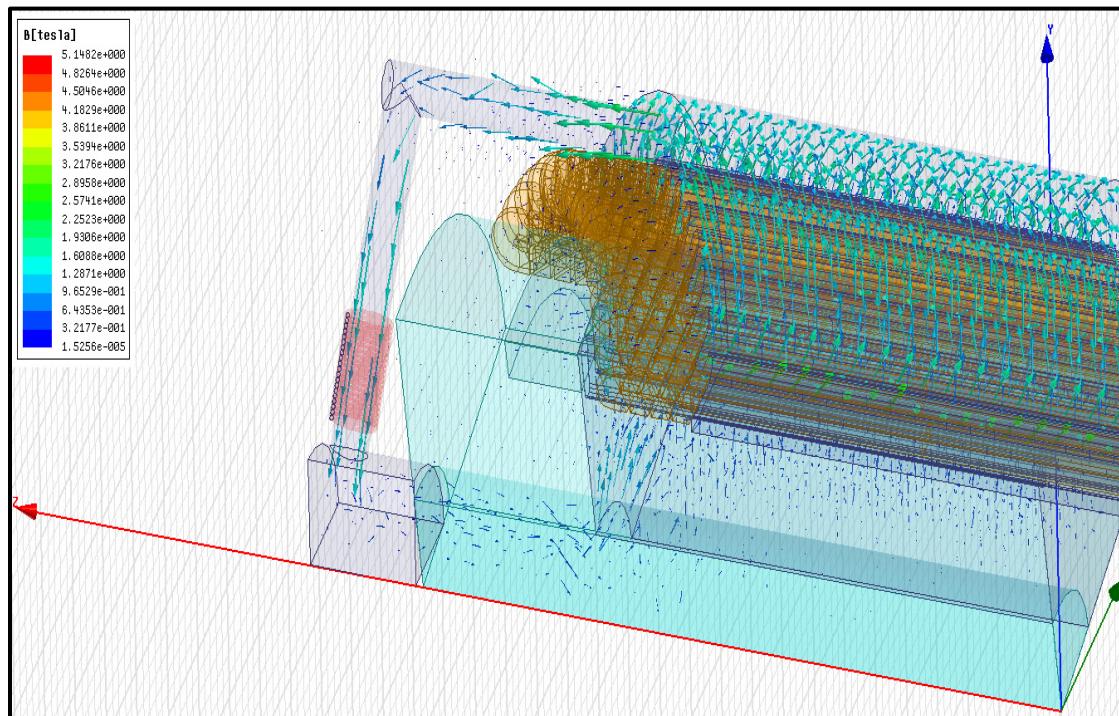


Figure 5.2 Écoulement des champs magnétiques à travers le rotor

La figure 5.3 montre le stator du moteur qui donne accès (le trou de boulon) à la barre des champs magnétiques du stator afin de produire une maille du circuit magnétique fermé.

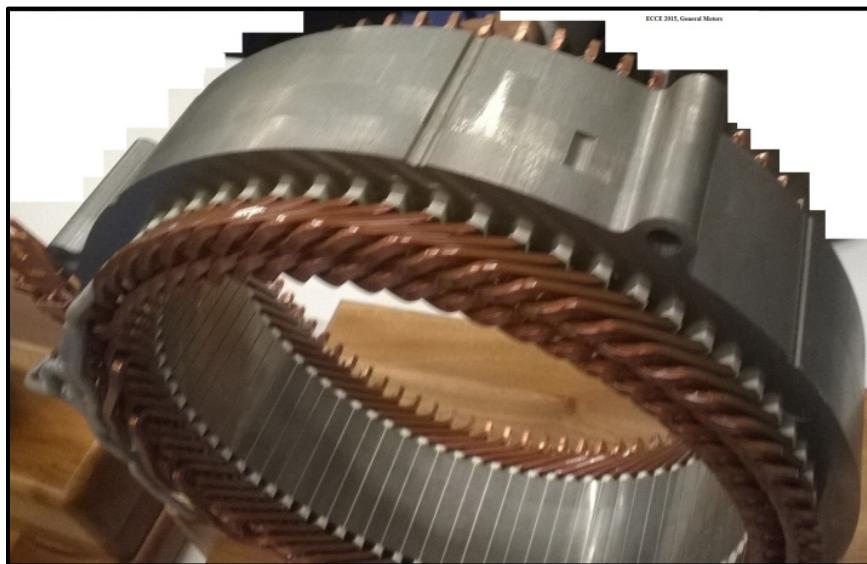


Figure 5.3 Stator d'un moteur et le trou de boulon
Tirée de General moteurs, ECCE2015

La figure 5.4 et 5.5 montre le résultat de la simulation 3D afin de valider la plate-forme irrégulière créée pendant l'opération normale de 7.5kw, 400V, 3ph pour couple de charge et le courant alternatif.

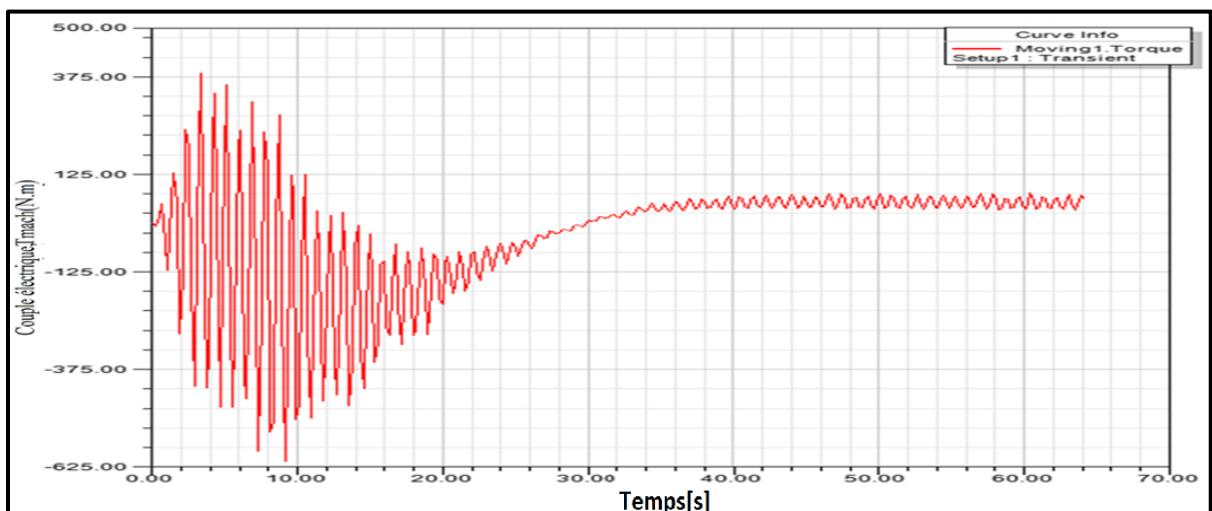


Figure 5.4 Couple de charges (N.m) 7.5kW, 380V, 50Hz

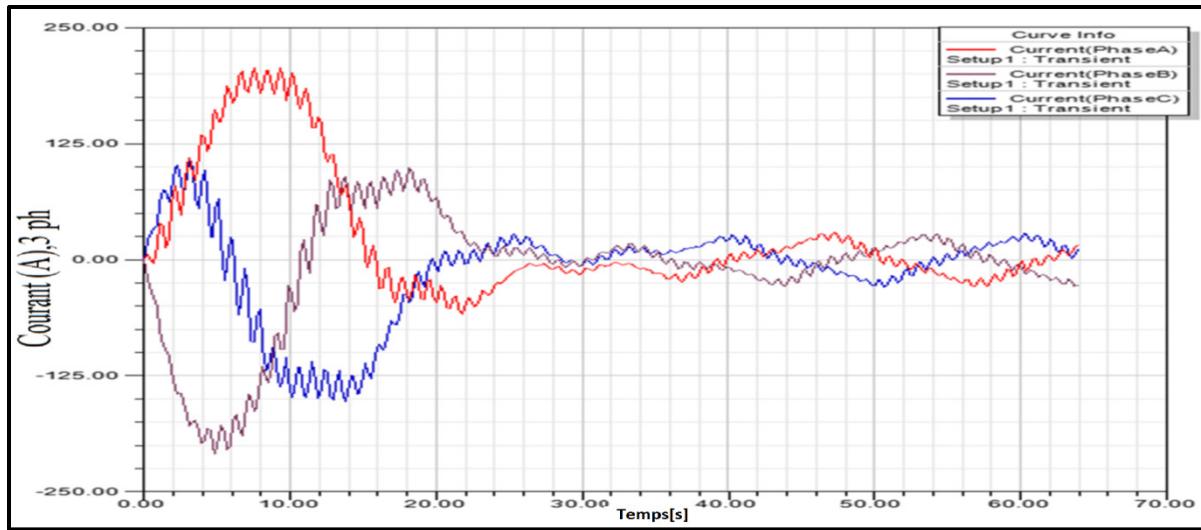


Figure 5.5 Courant (A), mode d'opération normale, 380 AC, 50hz, 7.5kw

La figure 5.6 visualise les directions des champs magnétiques en injectant un courant continu Idc de 15 A et un courant continu 15 A à l'inverse du bobine externe.

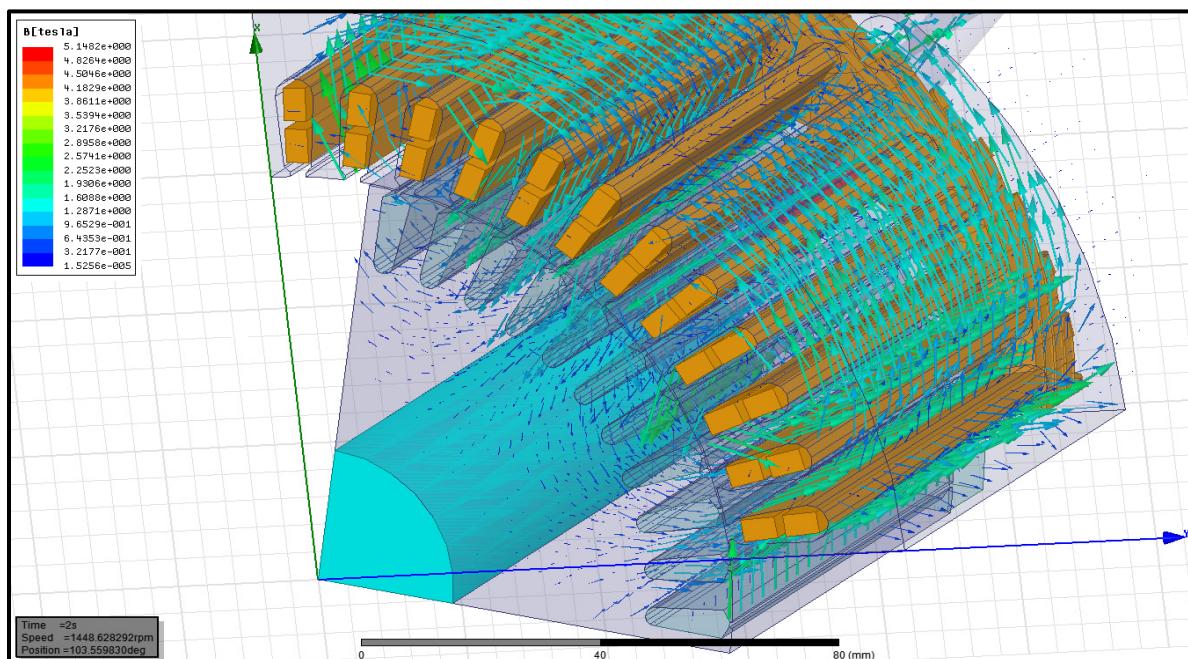


Figure 5.6 Densité des champs magnétiques (Tesla) par l'injection de courant dans le rotor

La figure 5.7 présente la couple électrique et le couple de la charge du modèle 3D pendant 1.1 seconde. Le couple produit par troisième bobine n'est pas capable de créer un couple électrique de 49,1 N.m par un courant continu moins élevé du courant normal.

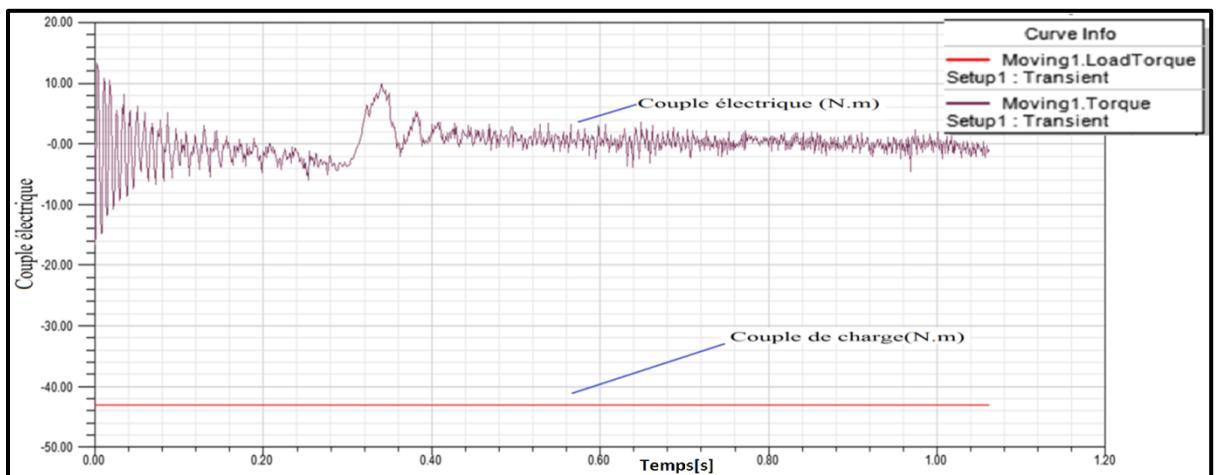


Figure 5.7 Couple de charge (N.m) et de moteur Idc de 10 A

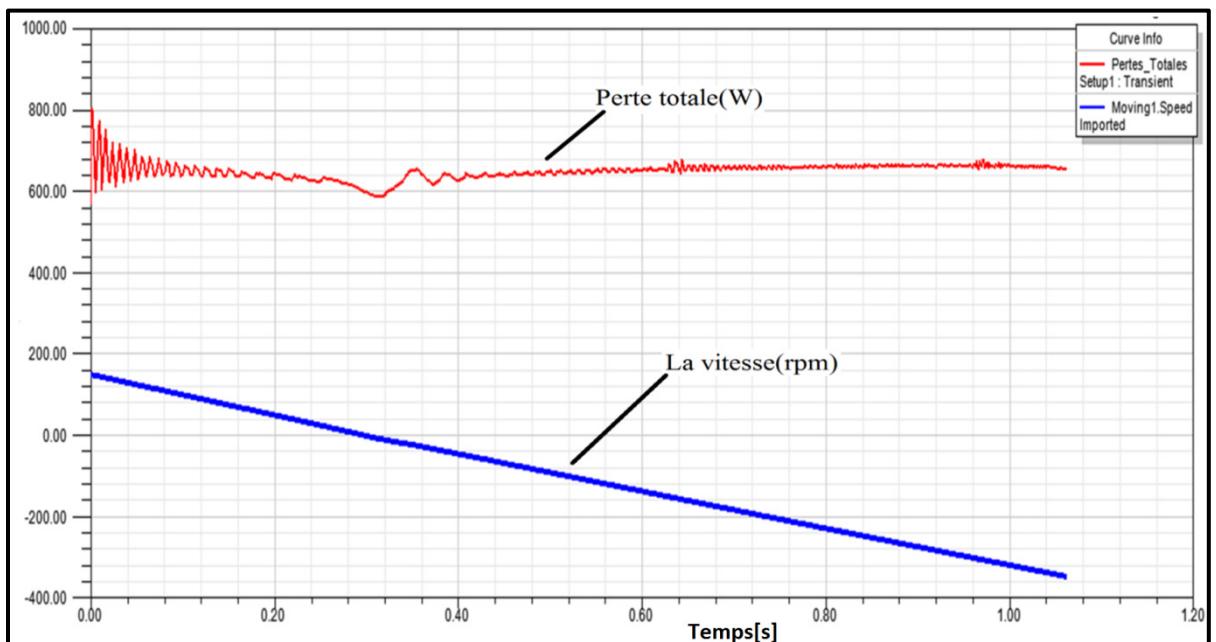


Figure 5.8 Pertes totales (W) et la vitesse

CONCLUSION

Nous avons modélisé un moteur asynchrone avec des variables indépendantes, y compris, le courant continu, le couple de charge, le moment d'inertie. La réponse aux variables a confronté aux limites de la machine telle que la capacité de chaleur, la saturation magnétique lesquels le fabricant peut en aviser selon le résultat de l'essai de laboratoire et en définissant les marges admissibles d'une opération adoptée par les normes et les standards. Le résultat, sur l'échauffement motionné, nous permet d'utiliser ce système avec freinage mécanique de la vitesse moins élevée. En plus, la valeur de l'échauffement du moteur reste plus élevée que celle de l'opération normale du fait de l'arrêt du ventilateur couplé sur l'arbre du moteur dès l'arrêt. Nous proposons une fonction pratique dans une échelle limitée du fonctionnement de freinage en combinaison d'un système mécanique. Sinon la capacité du moteur sélectionné serait plus élevée que celle du freinage.

Nous mesurons indirectement différente forme de la température induite à l'aide des capteurs électriques tels que le relais de protection RTD (thermomètre à résistance) et PT100. La caractéristique de ce capteur varie selon précision, temps de réponse, sensibilité, gamme de mesure et la forme impulsive de la température induite.

Nous pouvons, d'ailleurs, enrichir et développer notre étude par des analyses pluridisciplinaires en échange des données avec logiciels thermodynamiques et thermographiques pour garantir la durée de vie du moteur effectuant cette modification pour un freinage dynamique et un système de refroidissement auxiliaire sous pression instantané de moins de trois seconds tel que le refroidissement externe d'un fluide frigorigène ou du refroidissement à eau.

CHAPITRE 6

TRANSMISSION DE L'ÉNERGIE MAGNÉTIQUE

6.1 Introduction

Ce chapitre décrit la modélisation électromagnétique d'une transmission de l'énergie magnétique et la force mécanique, l'étude se concerne l'analyse d'une boîte de transmission d'énergie magnétique pour une plage de puissance active de 0,736kW et 10kW au niveau industriel.

Le système de transmission comporte deux disques: le stator (Disque1-205.78 mm) et le rotor (Disque2-97.8mm). Le disque 1 est inséré par des 4x7 aimants permanents, dont la valeur de champs magnétiques est égale à 1467 Gauss. Ils sont fixés sur la périphérie diagonale d'une roue en polymère de type Delerin, et d'environ 63.5 mm d'épaisseur et de 205.74 mm de diamètre. Le rotor comporte un disque inséré par 11 aimants permanents NdFe35 cylindriques 50.8mmx6.32mm. Le rotor est déposé de plus ou moins près de disque principal (stator) sur deux arbres parallèles ou perpendiculaires. En recourant à des modèles multi variables électromagnétiques ceci nous amène à visualiser les performances électromagnétiques transitoires et temporelles du disque durant les trois phases de fonctionnement. On modèle les couples mécaniques sur deux points de fonctionnement :

- a) en régime permanent ou continu;
- b) en régime de transitoire ou démarrage ;
- c) le débit de la transmission de l'énergie et de la force mécanique.

Cette simulation aussi exigera de modèles pluridisciplinaires tels que le modèle thermique et mécanique pour qu'on puisse mieux le modéliser :

- d) modélisation géométrique du disque à l'aide du logiciel Maxwell;

- e) l'élaboration d'une plateforme et la géométrie des composants tournants et de dimensionner le modèle Maxwell;
- f) substitution d'une géométrie à celle de discrétilisé vérifiant la convergence des solutions;
- g) modélisation des disques en charge;
- h) tracer des variables indépendantes sur une gamme des données afin de visualiser les résultats et les comportements du disque sous la forme de contours et la distribution de la grandeur calculée;
- i) validation et analyse de phénomène physique réel afin d'éviter des erreurs de modèles incorrects, en traçant la géométrie simplifiée et, à la fin la justification ou la calibration de la simulation pour la conception d'un système de transmission de l'énergie plus puissante au niveau industriel de la plage de 10kW.

L'extraction des données tirées de la simulation et l'analyse paramétrique des variables complète également le cycle de la conception.

6.2 La description du brevet (Patent NO : US 8.188.630.B2)

Ci-après, le graphique présente les aimants utilisés dans le projet et sa caractéristique mécanique et électrique. Disque principal, le Stator :

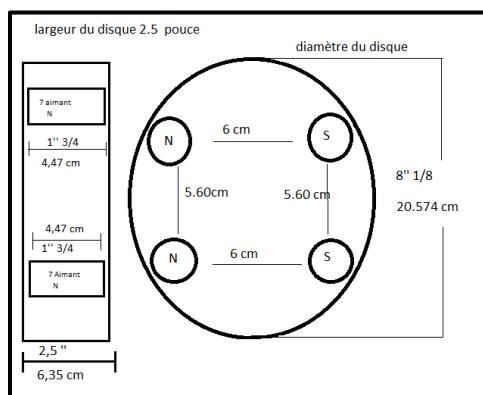


Figure 6.1 Disque principal 1, génératrice

Le disque magnétique contient 7 aimants Néodyme à chaque poêle d'aimant. Les aimants de néodyme ont un diamètre de 2 pouces et une épaisseur de $\frac{1}{4}$ de pouce. Chaque aimant a une force de 1467 gauss et une force de 37 livres chacun.

Les matériaux utilisés pour le disque un sont :

- 1) un polymère de type (Delerin);
- 2) l'arbre utilisé : De l'acier inoxydable calibre 316;
- 3) des aimants de type néodyme de 2" de diamètre par $\frac{1}{4}$ de pouce de hauteur;
- 4) la force des aimants est de 1467 Gauss et de 37 livres de force chacun.

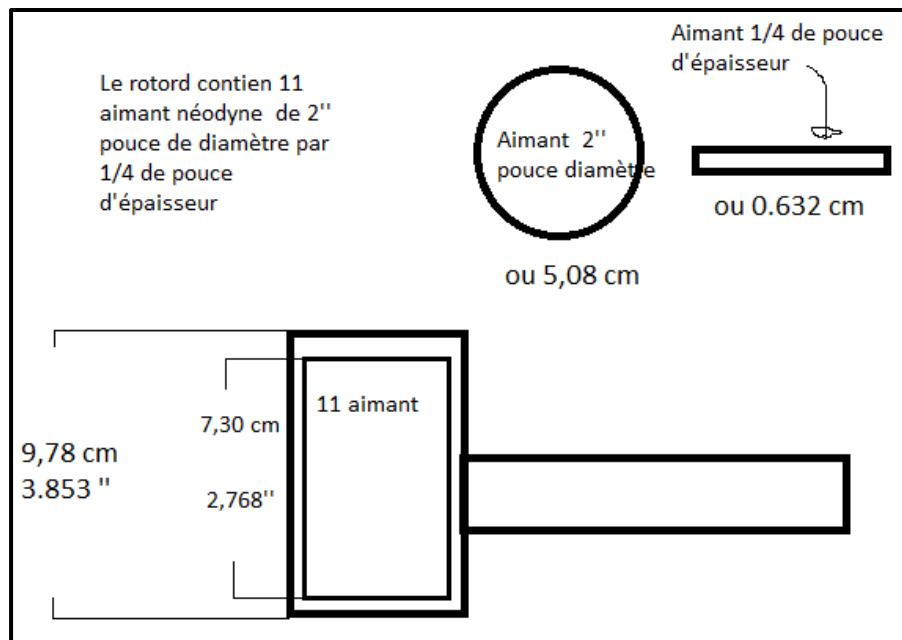


Figure 6.2 Disque 2, moteur

Les matériaux utilisés pour enclaver les aimants du disque deux du disque deux :

- 1) un acier inoxydable calibre de 316;
- 2) les aimants utilisés sont 2" de diamètre et $\frac{1}{4}$ de pouce d'épaisseur;
- 3) la force des aimants en 1467 Gauss par aimant et ont une charge de 37 livres chaque.

Les matériaux du stator sont choisis ci-après :

- 1) NdFe35, *Relative Permeability* = 1,099;
- 2) *Bulk Conductivity* = 625000 siemens/m ;
- 3) *Vector magnitude* = -890000 A/m;
- 4) *Mass density* = 7400 kg/m³;
- 5) *Load Torque* = 0-1,55;
- 6) *Speed* = 1805-3645 rpm.

La figure 6.3 propose un modèle mécanique comportant 2 moteurs (17) et une génératrice(16) et les disques de la transmission de l'énergie magnétique, Disque 1(12) et disque 2(14) :

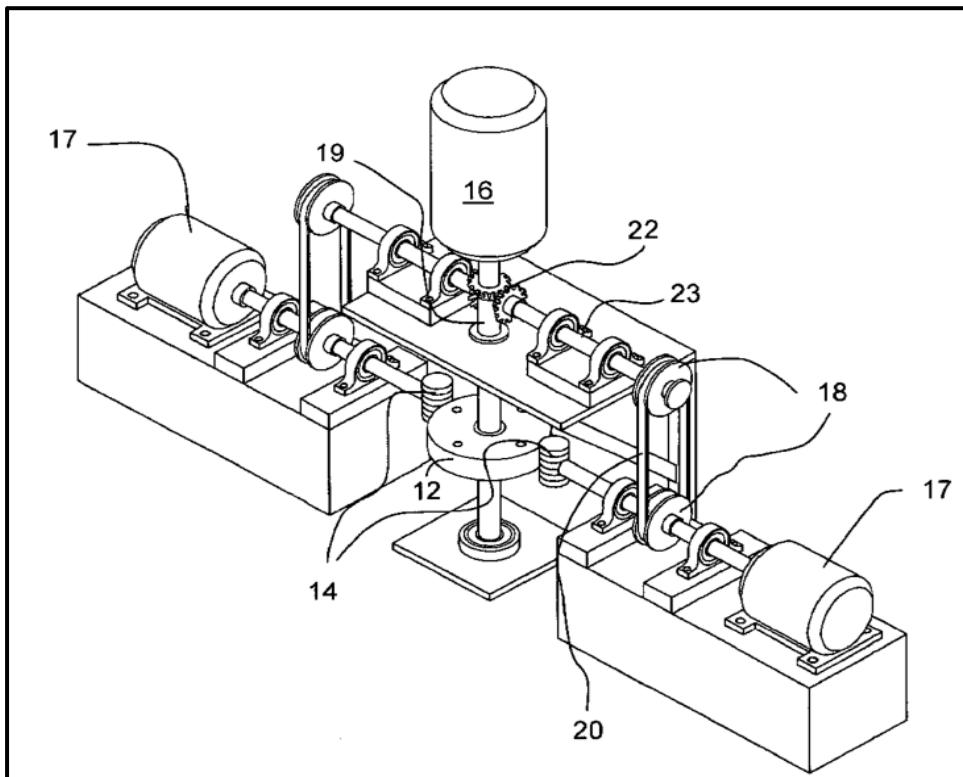


Figure 6.3 Modèle laboratoire du système de Transmission sans contact
Tirée de Marquis énergie (2012, p.1)

6.3 Création du modèle géométrique

Le concept principal de ce "disque" est de transformer la force mécanique et l'énergie magnétique des aimants permanents, soit répulsive soit attractive, d'être exploité pour la transmission de l'énergie mécanique.

Selon la description du projet, 4x7 aimants permanents, sont fixés sur la périphérie du disque principal (205.74mm) dont les axes diagonaux des aimants sont inclinés d'un angle 43.025 degré par rapport à l'axe horizontal. La figure ci-après montre le rotor et la disposition des aimants permanents. L'analyse se divise en trois parties statiques et dynamiques. Le premier a été calculé par la simulation 3D et la dernière est montrée par la simulation 2D.

Nous considérons le système du maillage de la figure 6.4, le domaine d'étude, grand cercle représente le système ainsi que son environnement (boîte d'air). Ce domaine se compose de plusieurs sous-domaines : des sous-domaines magnétostatiques de différentes perméabilités ainsi que de sous-domaines représentant l'excitation magnétique au disque tournant. Dans ce cas, ce dernier présente un disque à la vitesse constante induite des champs magnétiques mutuels parfaitement connus.

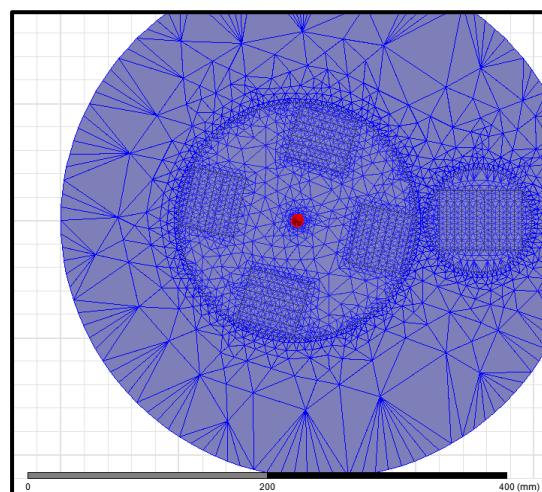


Figure 6.4 Maillage 2D de deux disques

La géométrie utilisée pour modéliser les disques tournants est illustrée ci-devant. Même s'il ne s'agit pas d'une conception de la simulation 3D dynamique, elle reproduit les propriétés caractéristiques de certains types de transmission de force.

Le modèle non symétrique comporte d'un disque tournant inséré par des aimants à droite, rotor, et d'un disque principal à gauche sur deux arbres parallèles présentant un entrefer. Deux versions des modèles statiques en 3D et dynamique à 2D développées sur cette notion se sont servies d'explorer différents aspects physiques et à modéliser les phénomènes et leurs propriétés, un à un ou combinés.

Le positionnement des aimants dans le disque à une importance cruciale pour éviter l'écart des champs magnétiques et des harmonies. Le disque a tendance à se déplacer sous l'effet de minimiser la densité d'énergie magnétique emmagasinée. Pour une transmission d'énergie et la force magnétique à deux disques tournants, cela signifie que le positionnement des éléments de stator s'équilibre à ceux du rotor afin d'atteindre le minimum d'énergie stocké. Les aimants sont soumis à une compression diagonale et perpendiculaire qui augmente leur vibration.

Contraintes :

- 1) la condition exigée de la durée de 0.2 à 5 secondes du temps de calcul et pour la stabilité dépendante en fonction du pas de temps.
- 2) les caractéristiques de matériaux (on utilise Teflon au lieu de Derlin et Aimant NdFe35 de logiciel)
- 3) les limites numériques de logiciel pour un modèle parfaitement réel en 2D et 3D.

6.4 Composant

La figure 6.5 illustre la caractéristique des aimants selon la spécification de fabricant (SIMPLE SIGNMAN):

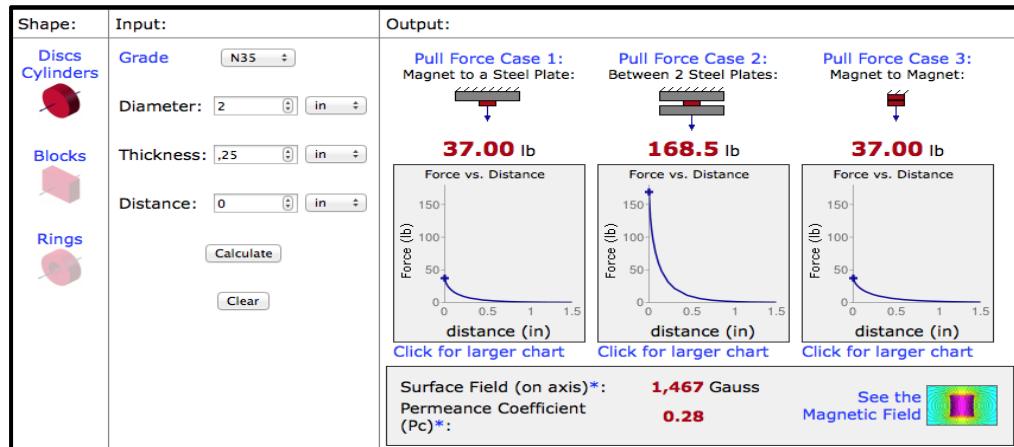


Figure 6.5 Caractéristiques des amants NdFe35
Tirée de SIMPLESIGNMAN (2015, p. 3)

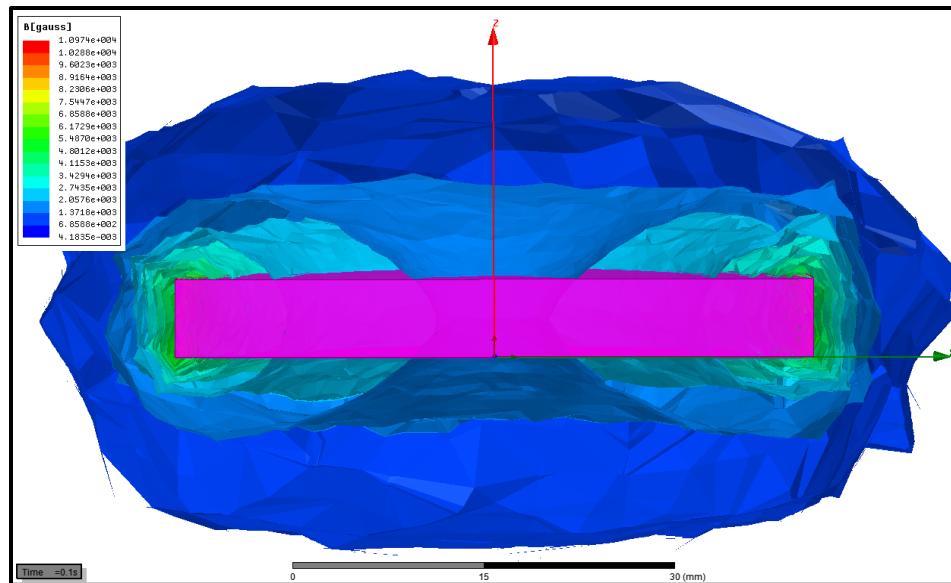


Figure 6.6 Simulation 3D d'un aimant NdFe35

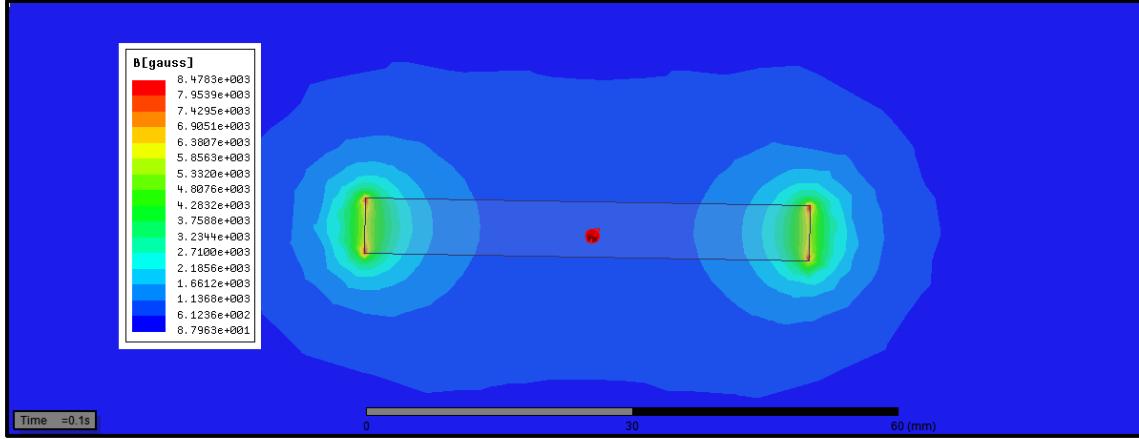


Figure 6.7 Simulation 2D d'un aimant NdFe35

6.5 Le maillage

La discréétisation de l'espace que nécessite l'utilisation des éléments finis est particulière. En effet, cette méthode requiert l'utilisation exclusive de tétraèdre pour mailler un système. Il est donc amené à effectuer des simplifications géométriques comme le montre la figure 6.9 qui illustre l'approximation effectuée sur la discréétisation spatiale des aimants insérés dans les disques. Cette approximation peut être plus ou moins fine selon la précision des résultats souhaités. Par conséquent, la régularité du maillage primaire entraîne la régularité du maillage dual et amélioration du temps de calcul.

Ce maillage a pour but de déterminer la distribution des champs magnétiques H et de l'induction magnétique B au sein d'un système tournant. L'excitation provient aussi de la présence d'aimants dont la distribution est parfaitement connue. Dans un champ tournant, l'étude électromagnétique du disque, le maillage demeure une étape très importante dans cette étude. Car il influence la durée des calculs lors des simulations.

La phase de modélisation consiste de l'élaboration de la géométrie des simulations, du pas de temps. C'est une étape de simplification qui vise à conserver les caractéristiques géométriques pertinentes ainsi qu'à construire un maillage adéquat surtout pour des équipements tournants.

Afin d'avoir une durée de calcul raisonnable, il est intéressant de trouver un compromis entre le relâchement et le raffinement du maillage pour une bonne modélisation par éléments finis de l'alternateur. La figure 6.8 montre la méthode de la discréétisation spatiale et la numérisation des signaux des champs magnétiques pour un maillage tétraédrique numérisé, l'itération, Quasi-newton.

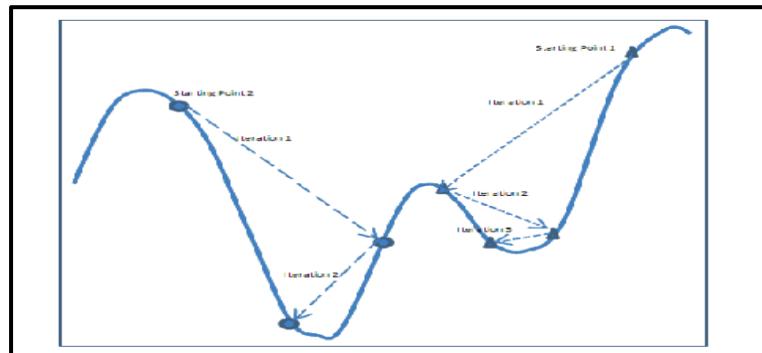


Figure 6.8 Méthode de l'itération, Quasi-newton
Tirée d'Ansys (2015)

6.6 Modélisation 3D stationnaire de disque dans un modèle pratique

La création du modèle 3D de la figure 6.9 pose plusieurs défis, un modèle non symétrique qui empêche de réduire la simulation à une sous-géométrie ou insérer de petits détails, comme les entrefers variables dans une grande structure.

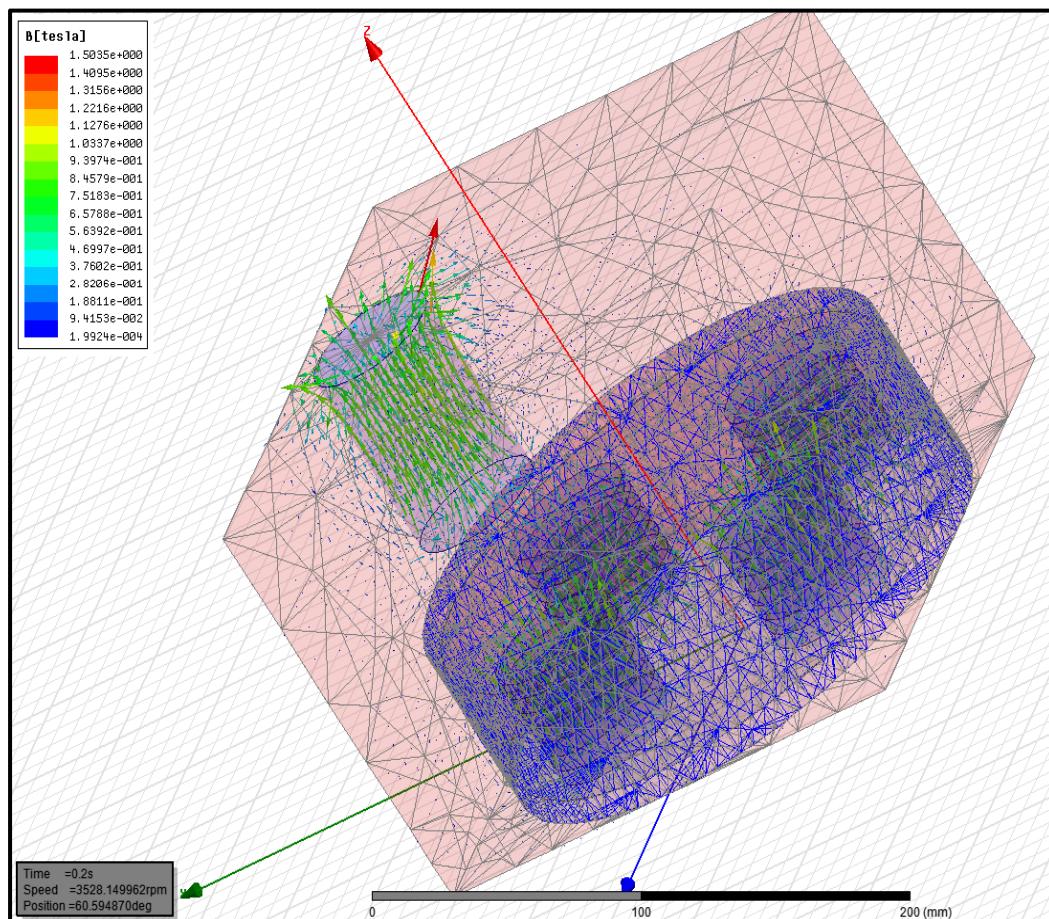


Figure 6.9 Simulation des lignes et vecteurs de champs magnétiques autour du disque

Ces derniers jouent un rôle significatif sur la répartition des champs parasites. Néanmoins, sans maillage optimisé de la géométrie 2D et 3D, ils augmentent le nombre d'éléments finis et les temps de calcul.

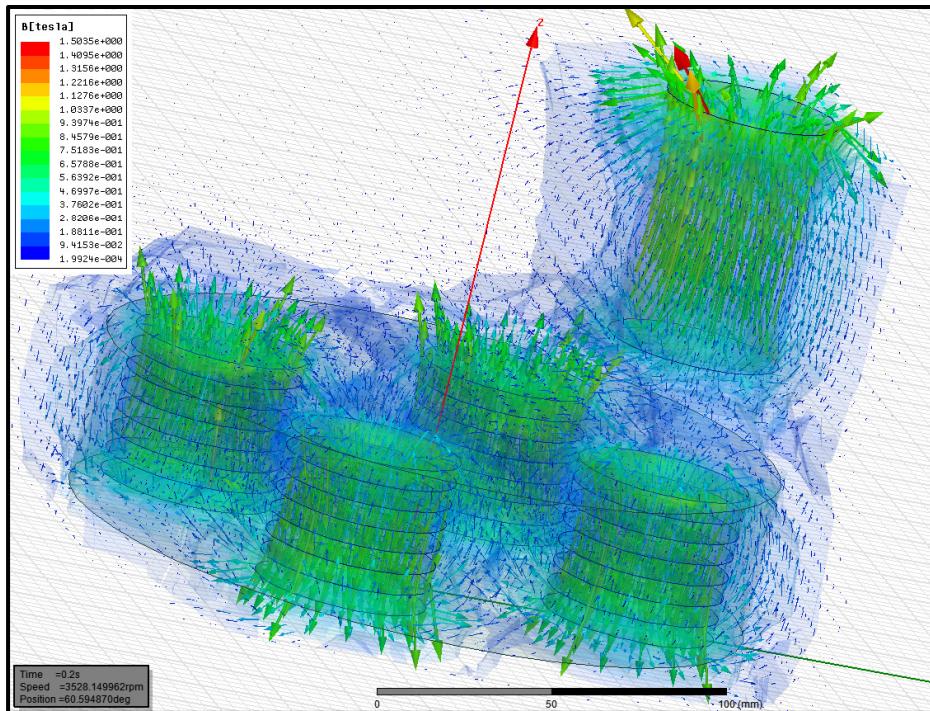


Figure 6.10 Profil 3D de champs environnants et la cohérence de la distribution des lignes

Ce modèle illustre également le champ magnétique B en Tesla pour des raisons de visibilité, en plus des valeurs les plus hautes de champs sont représentées par la figure 6.10.

Le rotor produit un couple lorsque le disque tente de s'aligner sur les champs magnétiques équilibrés. La valeur de ce couple est directement en fonction du rapport de saillant, soit le rapport entre les deux sens magnétiques de disques du rotor, le couple de charges et le positionnement et l'angle des aimants. Il a déjà bien progressé, en témoignant les résultats obtenus d'une version 2D du disque cylindrique des aimants en alliage NdFe35 et de caractéristiques magnétiques non linéaires.

6.7 Modélisation 2D dynamique

Les simulations des champs magnétiques dans l'espace sont une autre forme de champs couplés. Celles-ci apportent un précieux éclairage sur les phénomènes physiques au milieu de cette transmission de l'énergie et la force entre deux disques.

En observant les figures 6.11 à 6.14, on constate que la perte magnétique augmente de sa valeur nominale initiale. Cette valeur obtenue dans une instance du temps de la vitesse 3645 rpm. Le nuage électromagnétique s'approche et s'éloigne d'une manière qu'une série des aimants propulse l'arbre de la génératrice et l'autre essaie d'attirer les aimants. Sauf des lignes de fuites, l'arbre de moteur conduit la fréquence désirée et fait produire la chaleur par l'induction des aimants. Cette analyse bi dimensionnelle et trois dimensionnelle illustrent l'origine de cette chaleur : une partie produite par l'énergie des aimants en tant qu'une batterie magnétique et la force du moteur pour synchroniser la vitesse des disques.

La figure 6.13 propose une autre proposition géométrique de la simulation 3D et les champs environnants. L'objectif est d'acheminer la majorité des champs vers le disque de la génératrice.

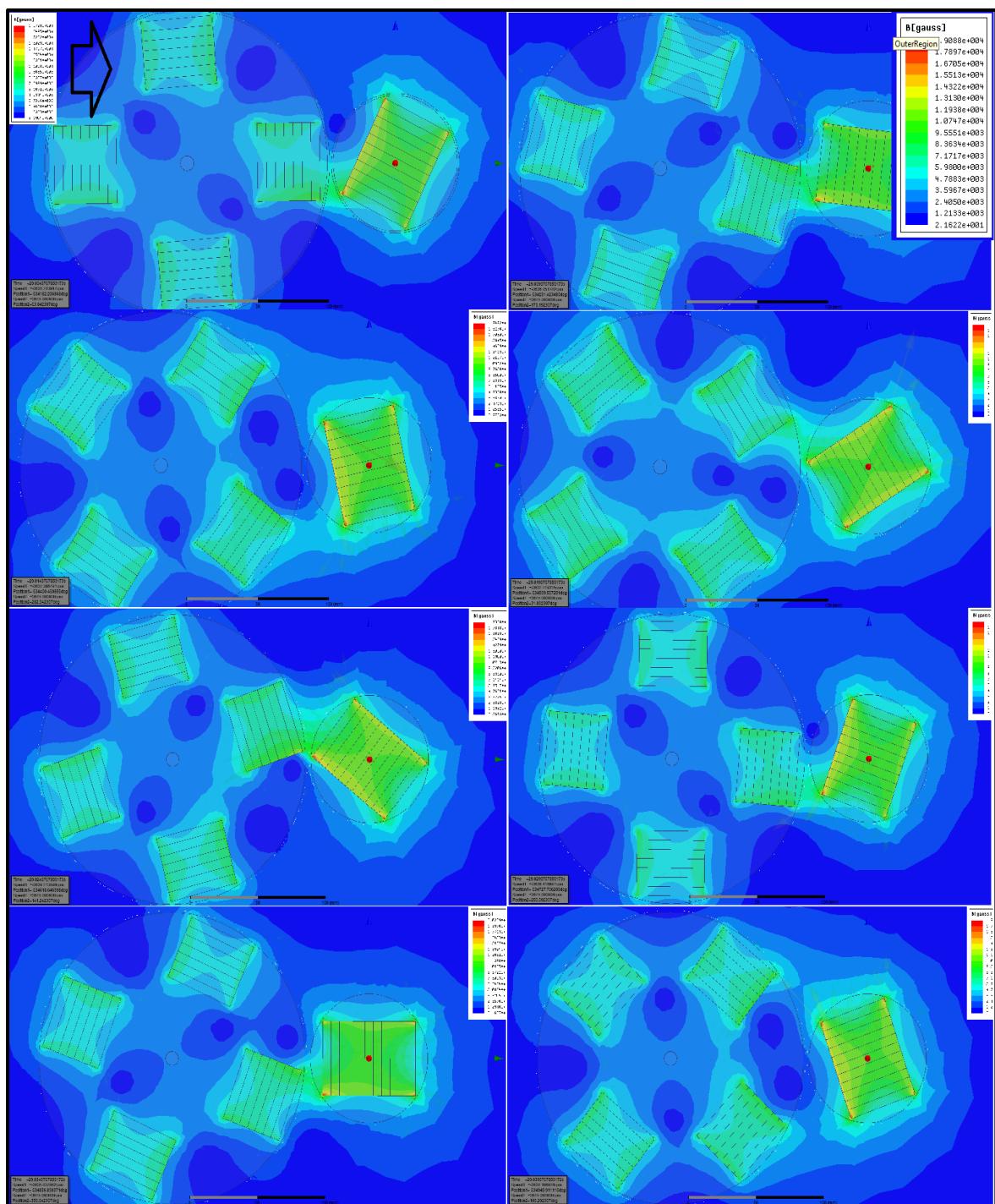


Figure 6.11 Distribution successive de la densité de champ magnétique, l'amplitude B , vitesse 3645rpm et charge, 0.736kW dès 29.00sec

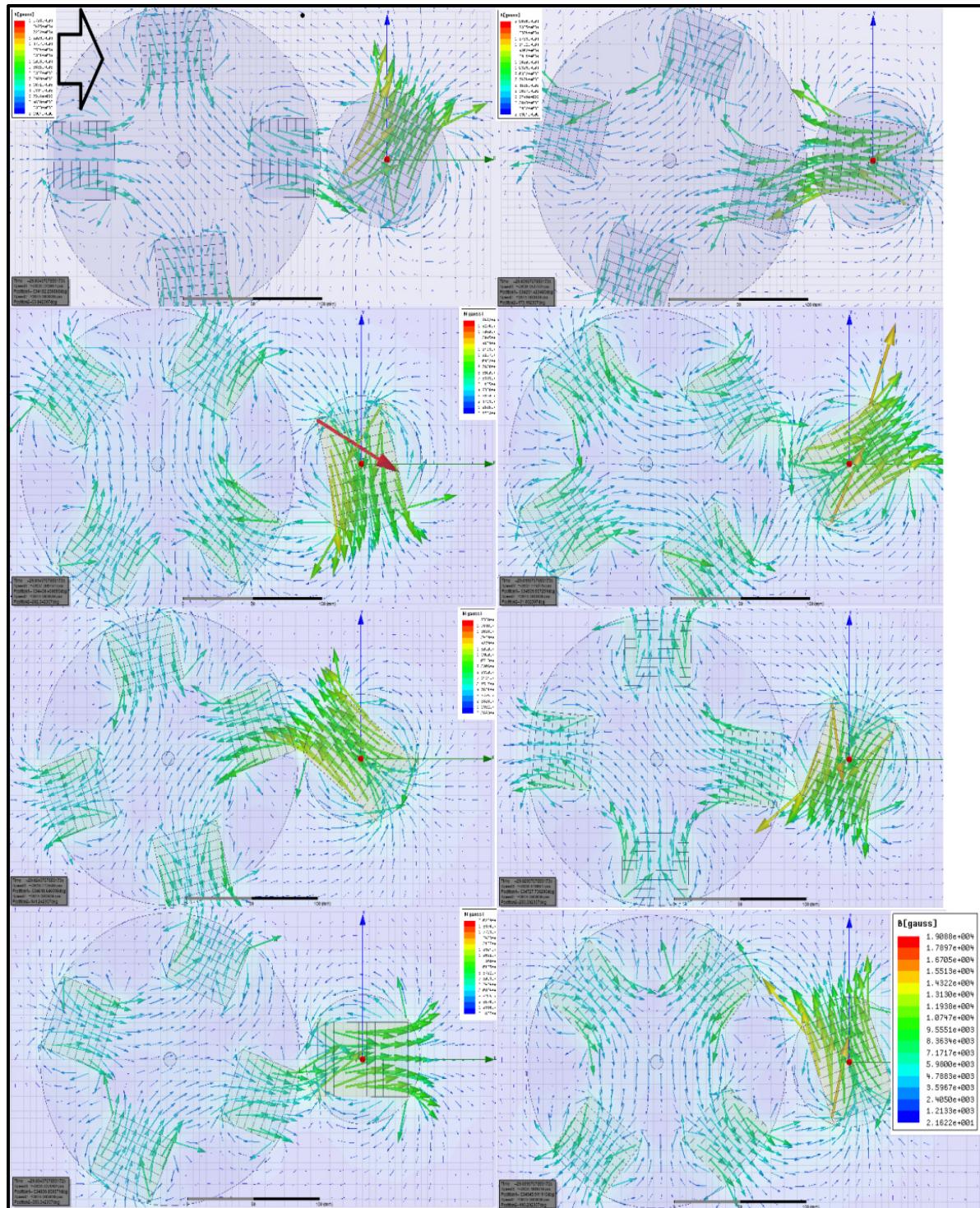


Figure 6.12 Distribution successive de la densité des champs magnétiques- vecteur B,
vitesse 3645rpm dès 29.00 sec

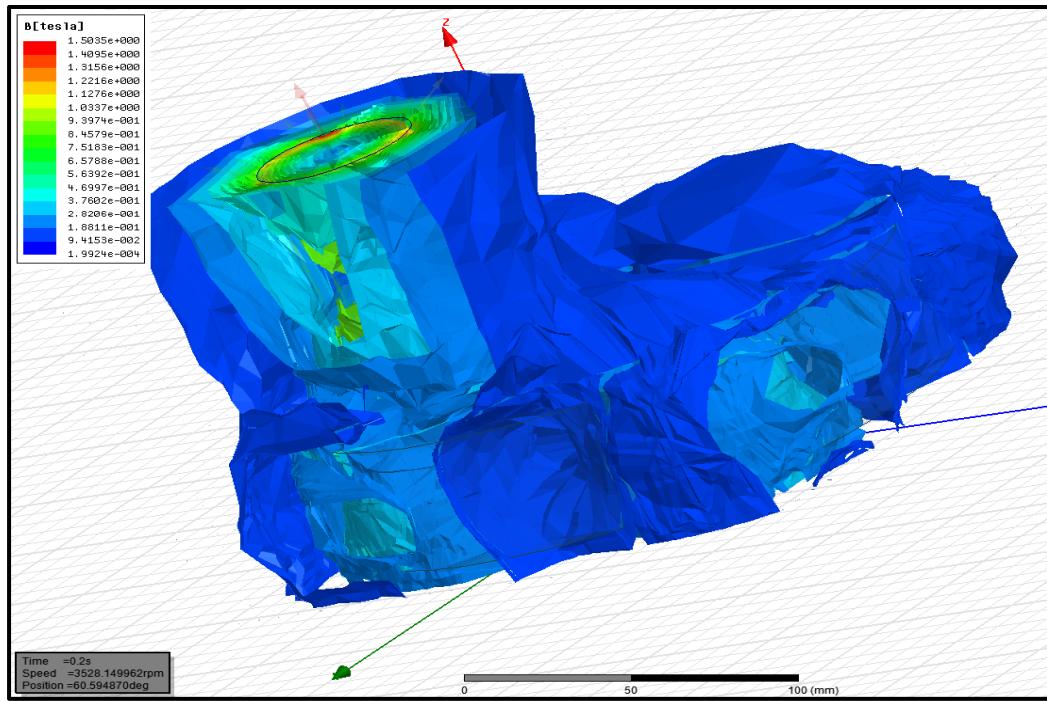


Figure 6.13 Modèle spatial stationnaire et l'amplitude des champs magnétiques et ses interférences (Tesla)

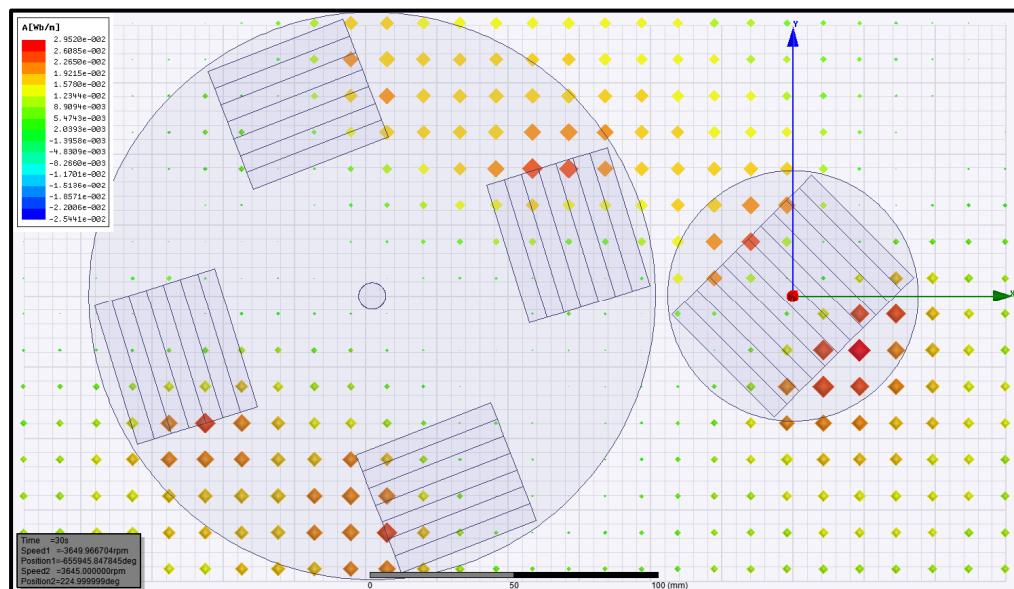


Figure 6.14 A (Wb/m) Distribution de la densité de ligne des flux vitesse de 3645rpm et charge de 0.736kW

La figure ci-après (Wb /m) illustre la distribution de la magnitude des flux des disques lesquels sont influencés à la fois par les positionnements asymétriques et les sens des aimants. C'est des variables d'état qu'on a vues dans les équations de Maxwell.

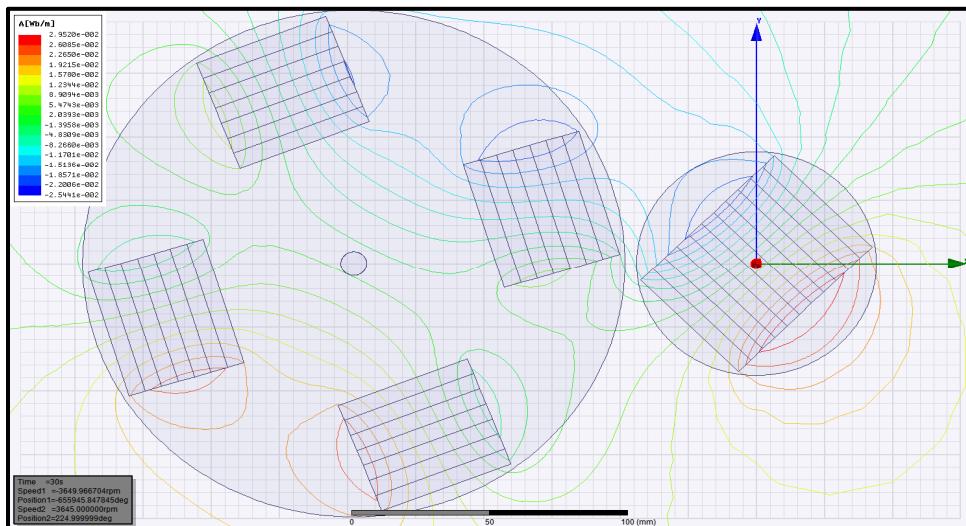


Figure 6.15 Lignes de flux (Wb/m), vitesse de 3645rpm

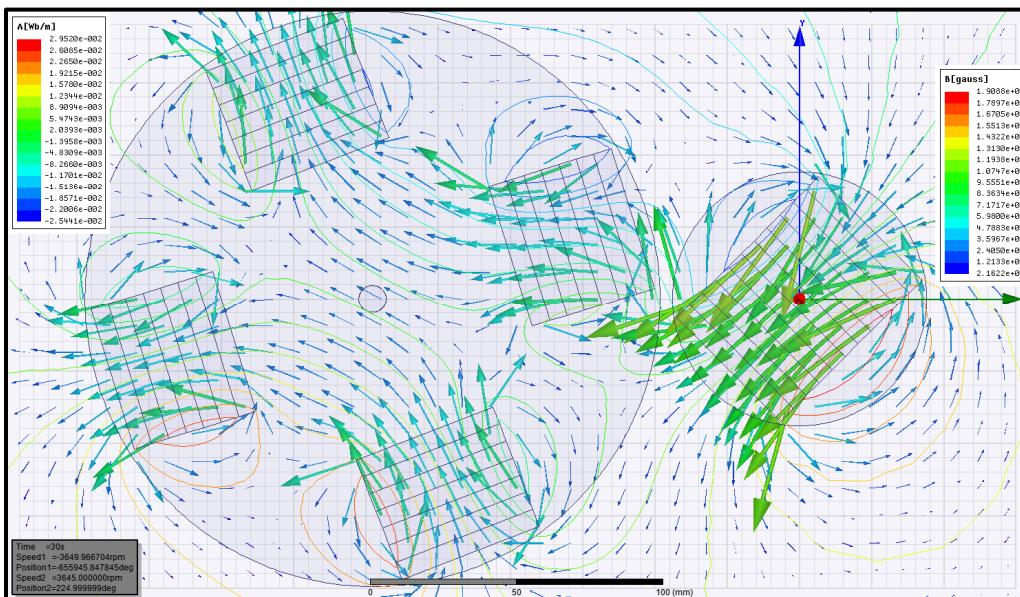


Figure 6.16 Vecteur des flux (Wb/m), vitesse de 3645rpm

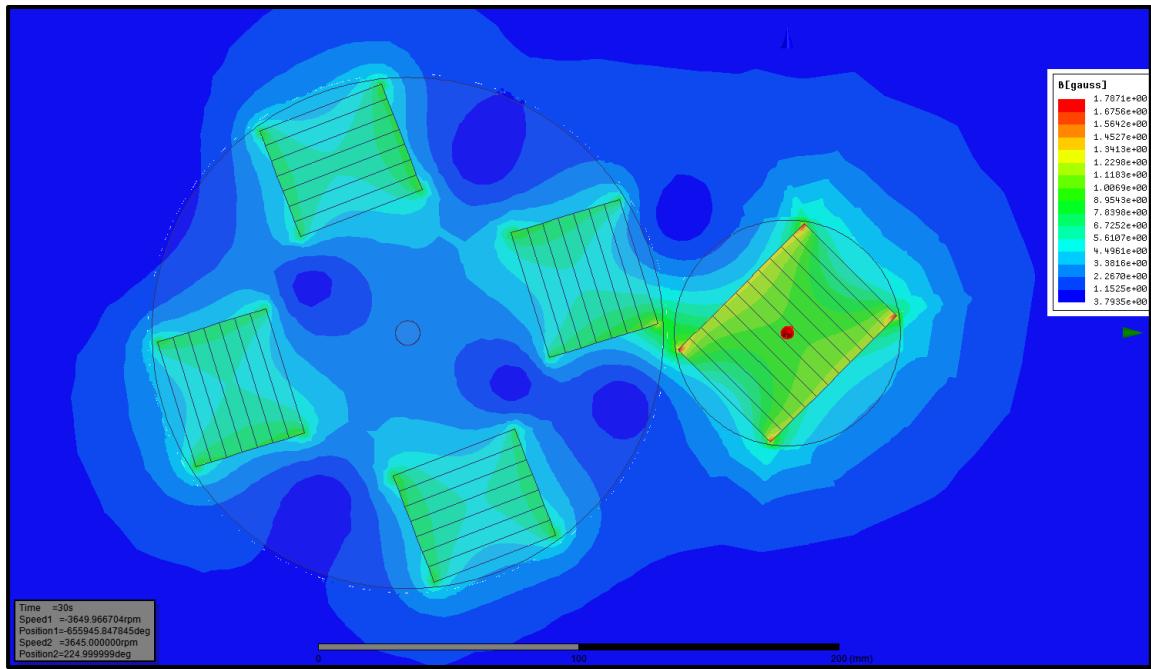


Figure 6.17 Distribution de la densité des champs magnétiques B (Tesla) dans une coupe transversale, la vitesse 3645rpm

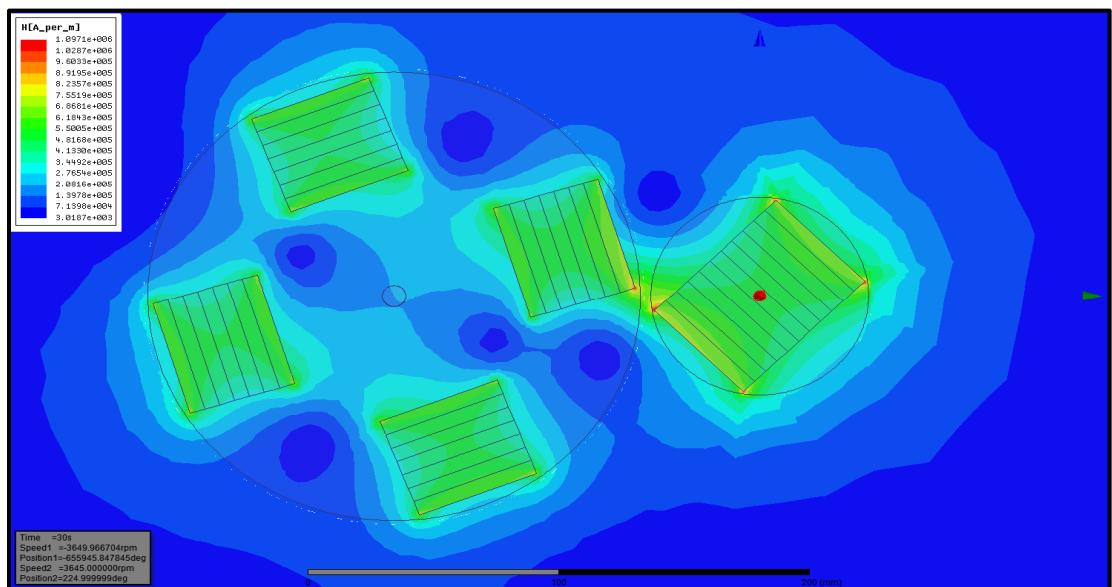


Figure 6.18 Distribution des champs magnétiques H (A/m) dans une coupe transversale, vitesse 3645rpm

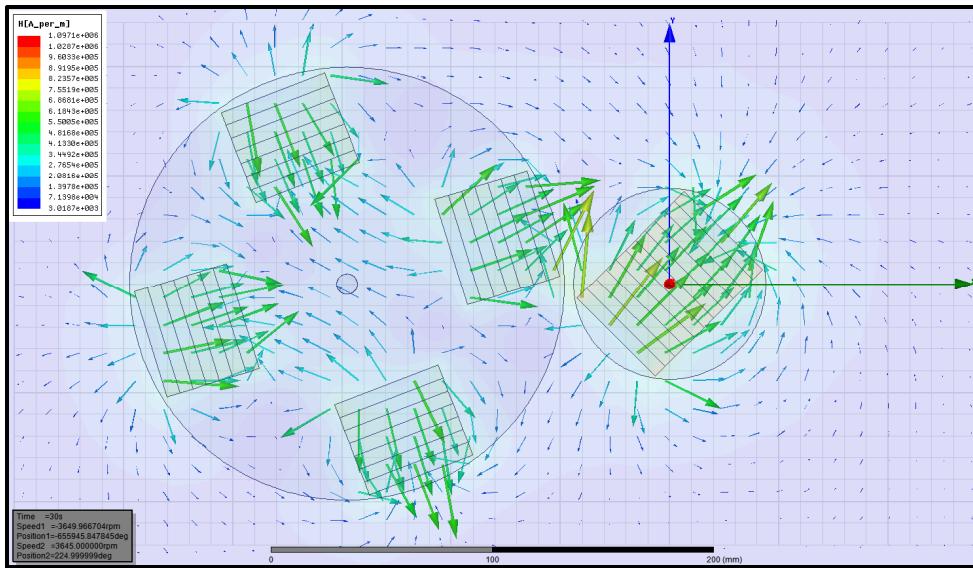


Figure 6.19 Distribution de normes de champs H (A/m) dans une coupe transversale, vitesse 3645rpm

La figure (surface Force) illustre le tracé des forces induites en fonction de l'emplacement du disque (glissement et décalage) pour une vitesse constante donnée vitesse 3645rpm et la charge de 0.736kW, le résultat de l'analyse peut être comparé à la limite autorisée des couples de charges.

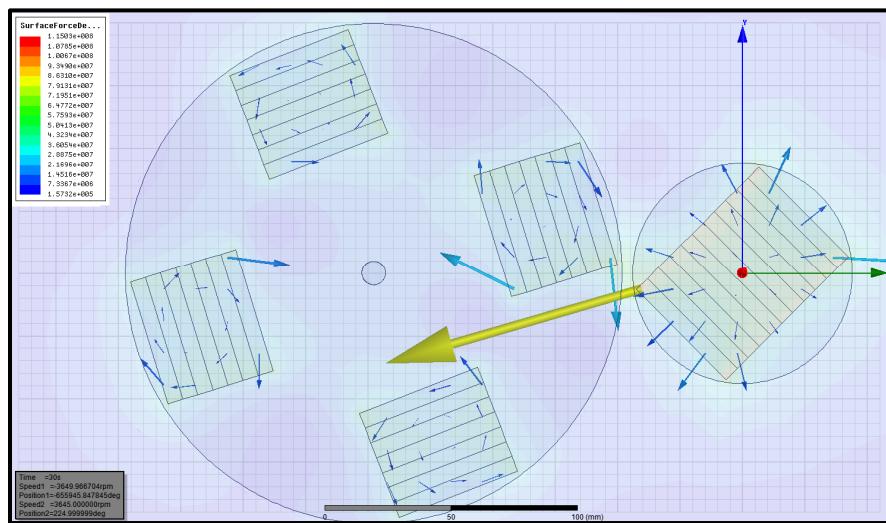


Figure 6.20 Densité de la force superficielle à la vitesse 3645rpm

6.8 Analyse mécanique, paramétrique et successive d'une boîte de la transmission de l'énergie de 0.736kW

La figure 6.21 montre Disque1 « *Moving 1.speed* » qu'on applique la charge et « *Moving2.speed* » où moteur tourne à une vitesse constante, le glissement de la vitesse indique un couplage imparfait entre deux disques vue de la géométrie lors du régime transitoire. De plus, la distribution de champs en régime stationnaire montre clairement l'effet des fluctuations par des forces électromagnétiques.

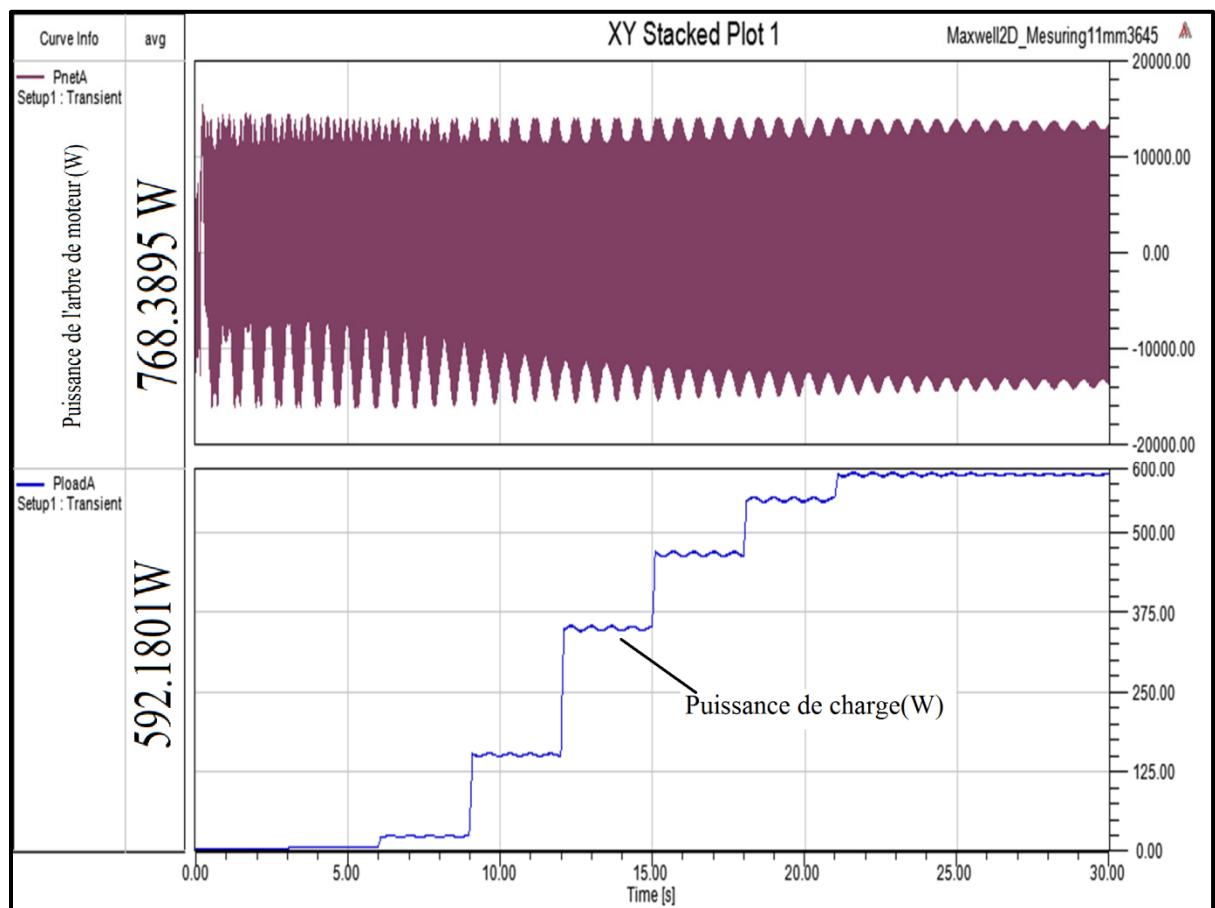


Figure 6.21 Puissances actives de disque et de charge, vitesse 3645rpm, la charge montrée

Ce qui est proposé dans cette figure est de mesurer les paramètres dans deux disques en utilisant la force mutuelle , le glissement entre disque 1 et disque 2 (vitesse :3645rpm).

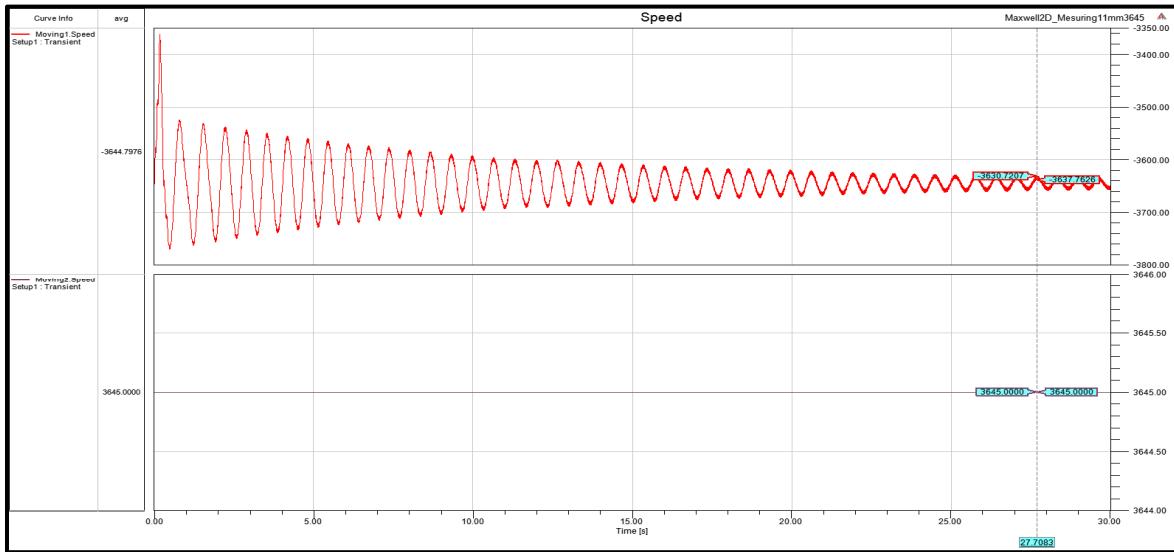


Figure 6.22 Courbe de la vitesse disque 1 et 2 avec couple de charge

Nous pouvons précisément observer la montée des harmonies du disque lors de l'échelon de charge. Cette fréquence crée un décalage et déphasage entre deux disques qui ont un impact sur le rendement du système et de la stabilité.

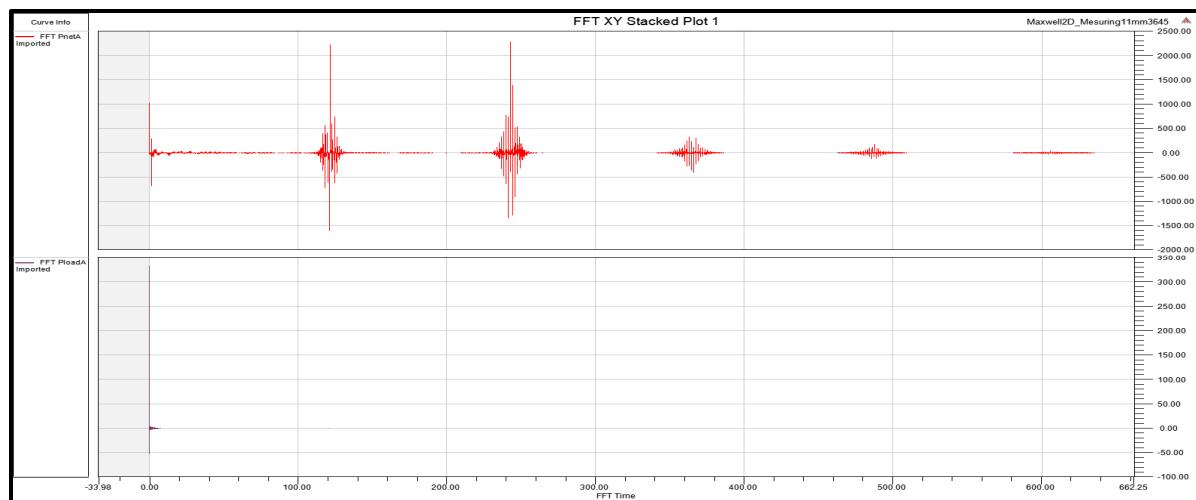


Figure 6.23 FFT de la vitesse et spectre des harmonies

Puisque la charge est une variable qui définit les points d'opération, nous proposons un démarrage de la figure 6.24 pour observer l'stabilité de la transmission de l'énergie.

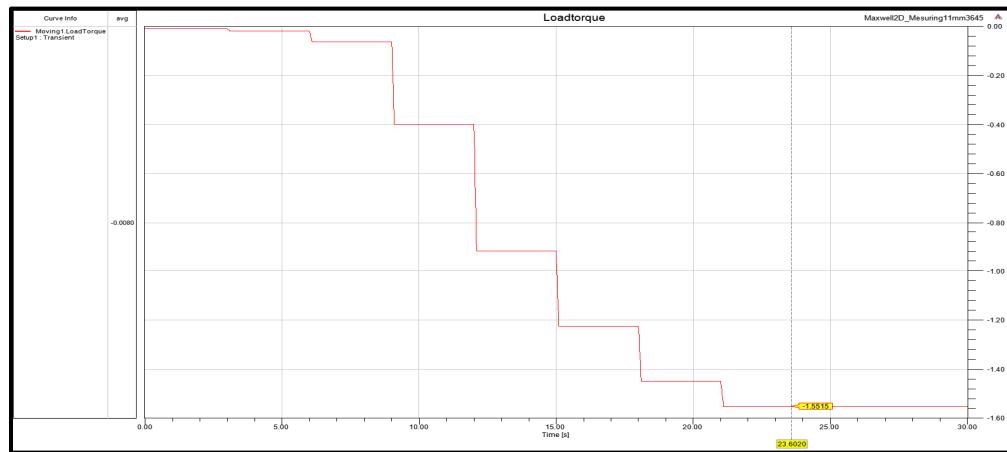


Figure 6.24 Couple de charge cascade entre 0,0008-1,55N.m

Le graphique à barres ci-après illustre la plage de vitesse successive et l'amortissement de disque un en fonction de la vitesse du rotor :

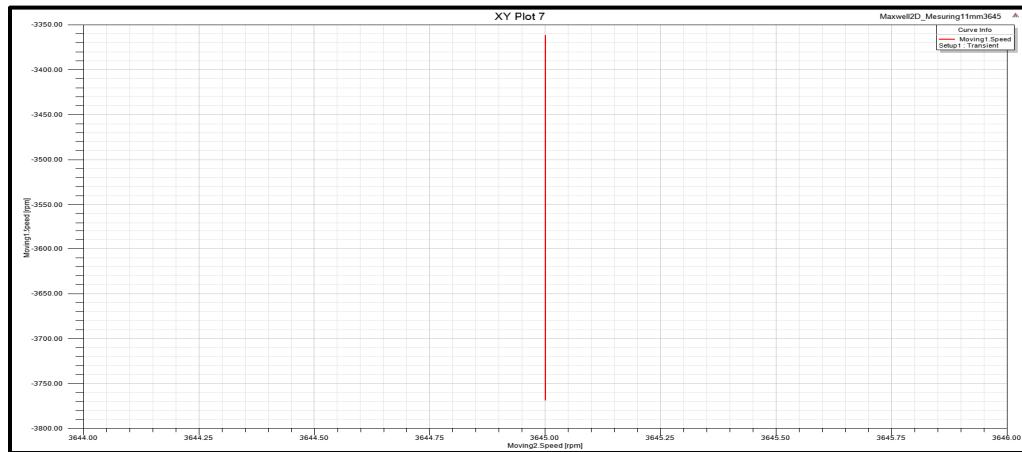


Figure 6.25 Plage du glissement de vitesse successive

La figure 6.26 illustre la force de la génératrice. Les formes d'ondes aux figures 6.26 et 6.27 montrent une convergence de la simulation lors de 15 secondes. Ces différences sont dues à la boucle ouverte de la simulation du fait que les disques dépensent assez de temps pour

dissiper la perte produite par le glissement et l'amortissement. La boucle est fermée dans un essai expérimental en reliant des arbres de la boîte de transmission d'énergie de l'un côté à une génératrice et l'autre à un arbre de moteur.

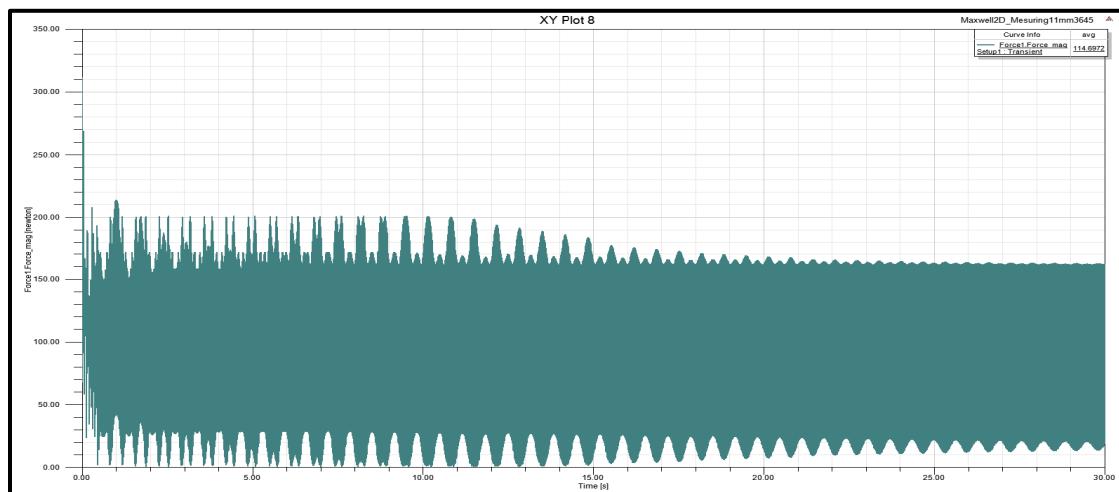


Figure 6.26 Courbe de la force (amplitude) du disque un avec un couple de charge 1.55N.m, 3645RPM

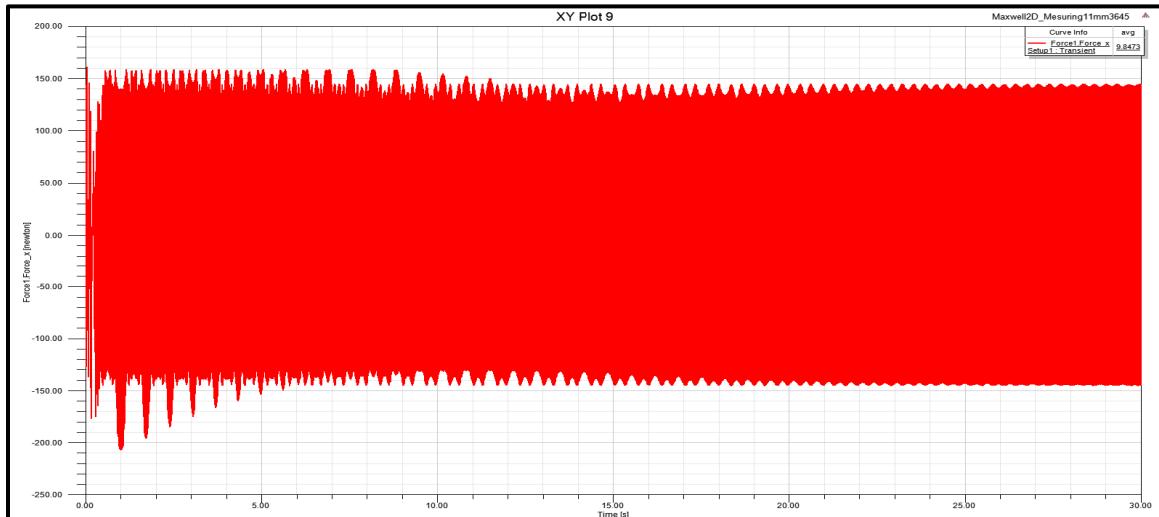


Figure 6.27 Courbe de la force(x) du disque un, vitesse 3645rpm

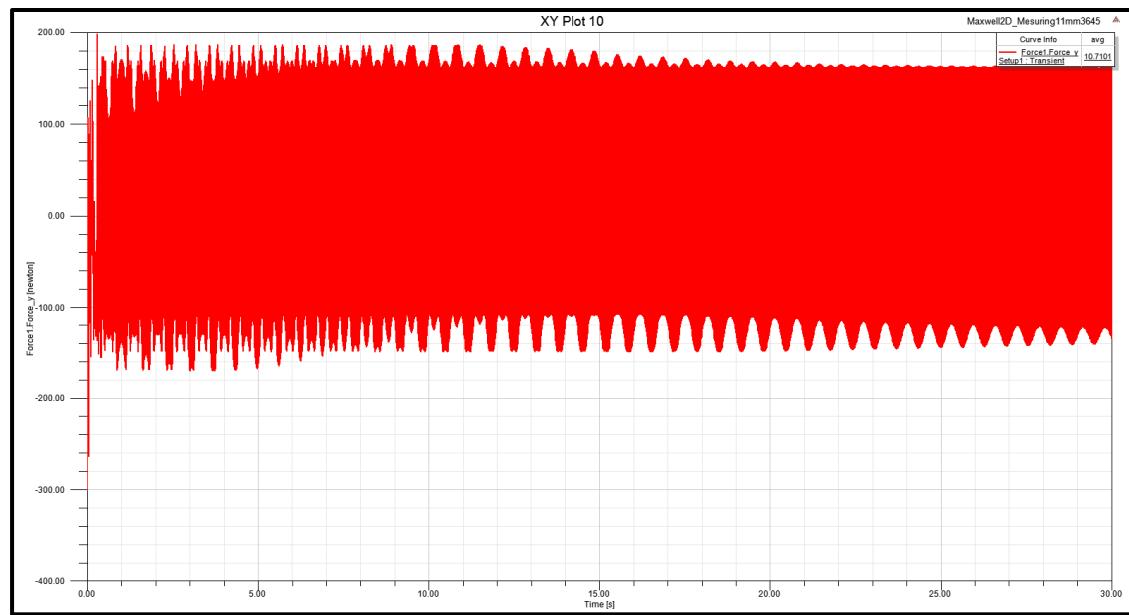


Figure 6.28 Courbe de la force(Y) du disque un(Newton)

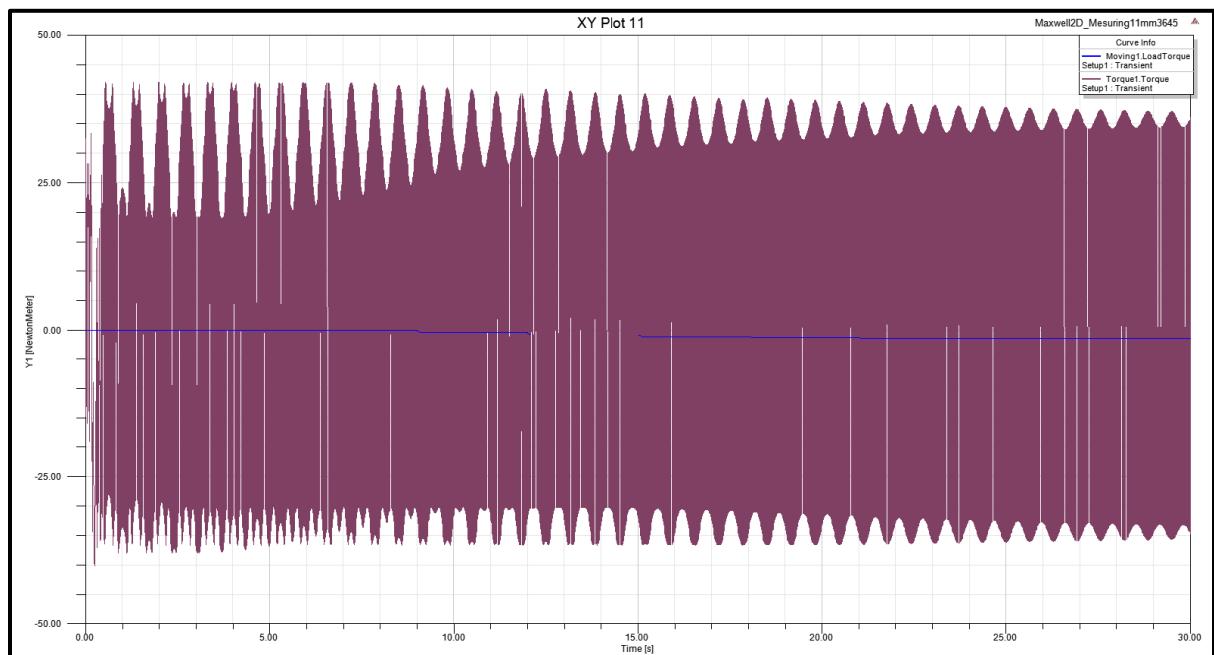


Figure 6.29 Courbe du couple-disque un, avec un couple de charge 1.5N.m, 3645 rpm

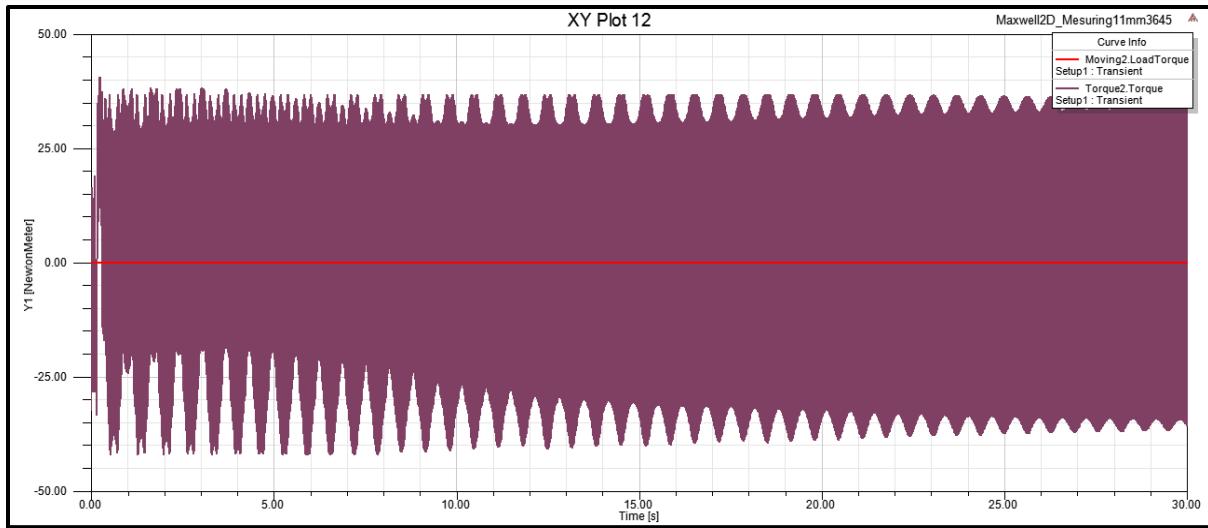


Figure 6.30 Courbe de couple disque deux (rotor)

6.9 Pertes totales

Ci-après, nous observons les résultats de la simulation des pertes dans les disques pour l'analyse de limite d'échauffement. Le couple de charges augmente les pertes par effet d'induction de courant Foucault dans les disques, une source potentielle des points chauds. Les aimants chauffent du fait des pertes induites par les courants inductifs, ils refroidissent par convection et rayonnement, alors que les échanges thermiques se font par conduction. Ainsi, la simulation doit tenir compte des interactions entre plusieurs physiques (électromagnétisme, dynamisme des conventions et rayonnements) qui sont très difficiles à simuler séparément. En électromagnétisme, les phénomènes inductifs comme les effets de peau et de proximité ont été prises en compte.

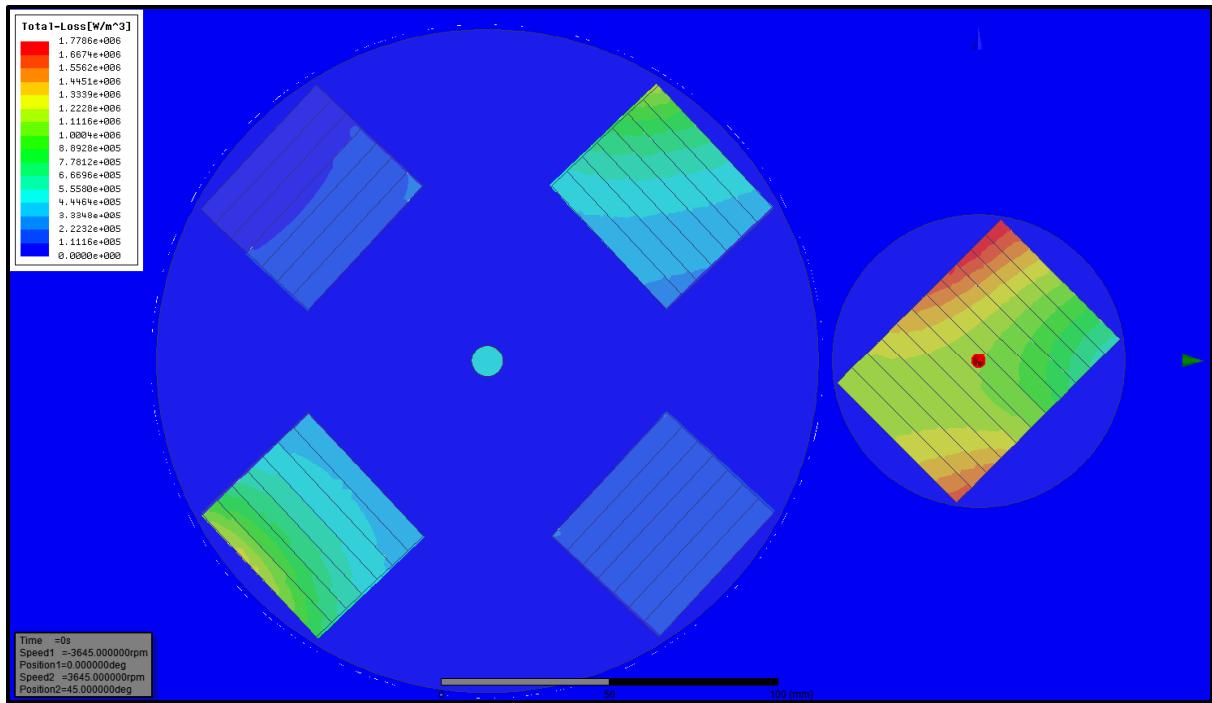


Figure 6.31 Distribution des pertes (W/cu.m) dès démarrage vitesse 3645rpm

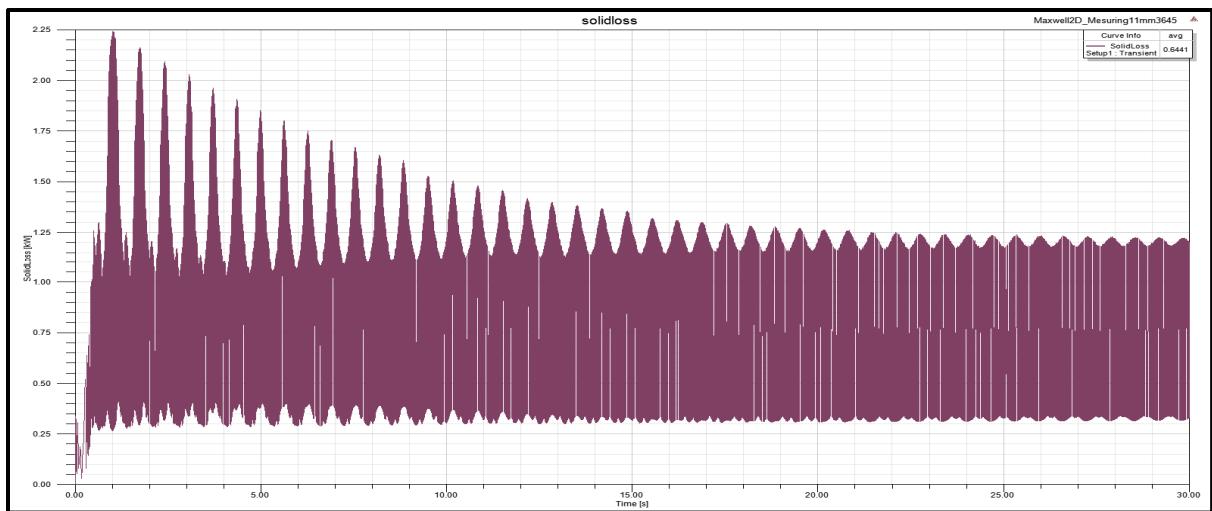


Figure 6.32 Pertes totales dans les matériaux (kW)

6.10 Simulation du système sans charge (vide) et en charge

Les figures (6.33, 6.34) illustrent les caractéristiques du système sans charge. Nous pouvons déterminer les paramètres physiques d'une boîte de la transformation de l'énergie à l'aide d'essais sans charge. Elle permet de vérifier l'étanchéité des disques. Avec un moteur de la vitesse 1762 rpm à 4051 rpm sur lequel l'arbre de disque 2 est couplé, le disque deux est mis en marche jusqu'à ce que le compteur de vitesse indique une vitesse désirée 3645 rpm. Puis, nous mesurons des paramètres du disque un de la génératrice après la stabilité de la vitesse. Ces observations sont montrées au tableau de l'annexe III du laboratoire.

Les figures 6.33-6.36 illustrent la dynamique du résultat observé et la durée de l'amortissement. On observe le décalage, la puissance transmise, la puissance dissipée des aimants et du circuit électrique, le glissement entre deux disques, la direction du couple et le rapport de la vitesse et le rendement. La figure 7.36 illustre des paramètres de la simulation et la durée d'atténuation ou l'amortissement de la vitesse des disques en boucle ouverte des arbres :

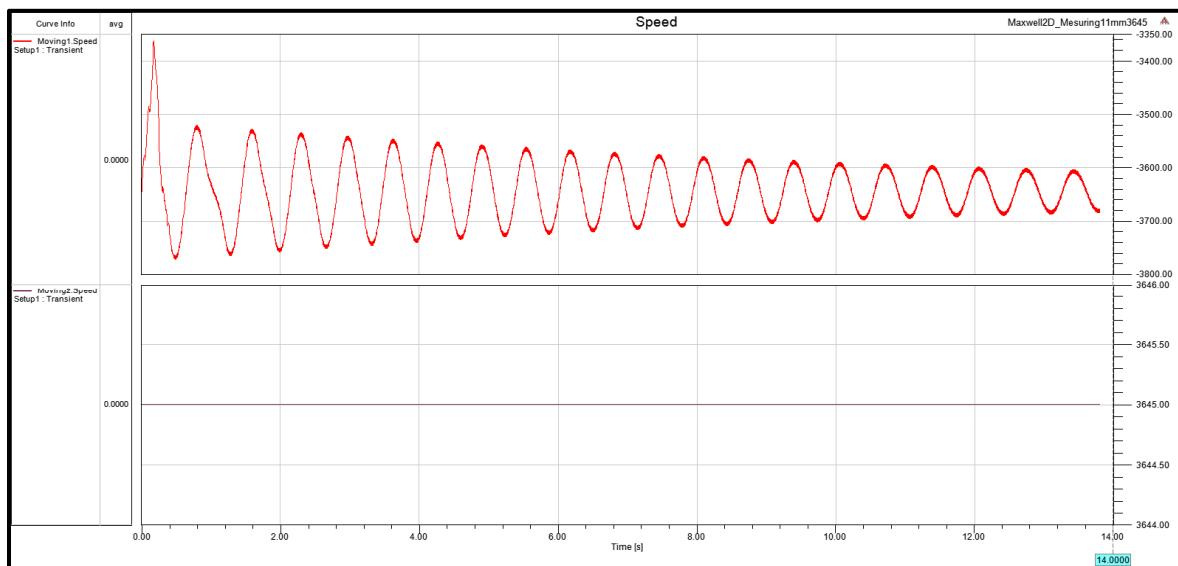


Figure 6.33 Courbes de vitesse en fonction du temps (rpm)

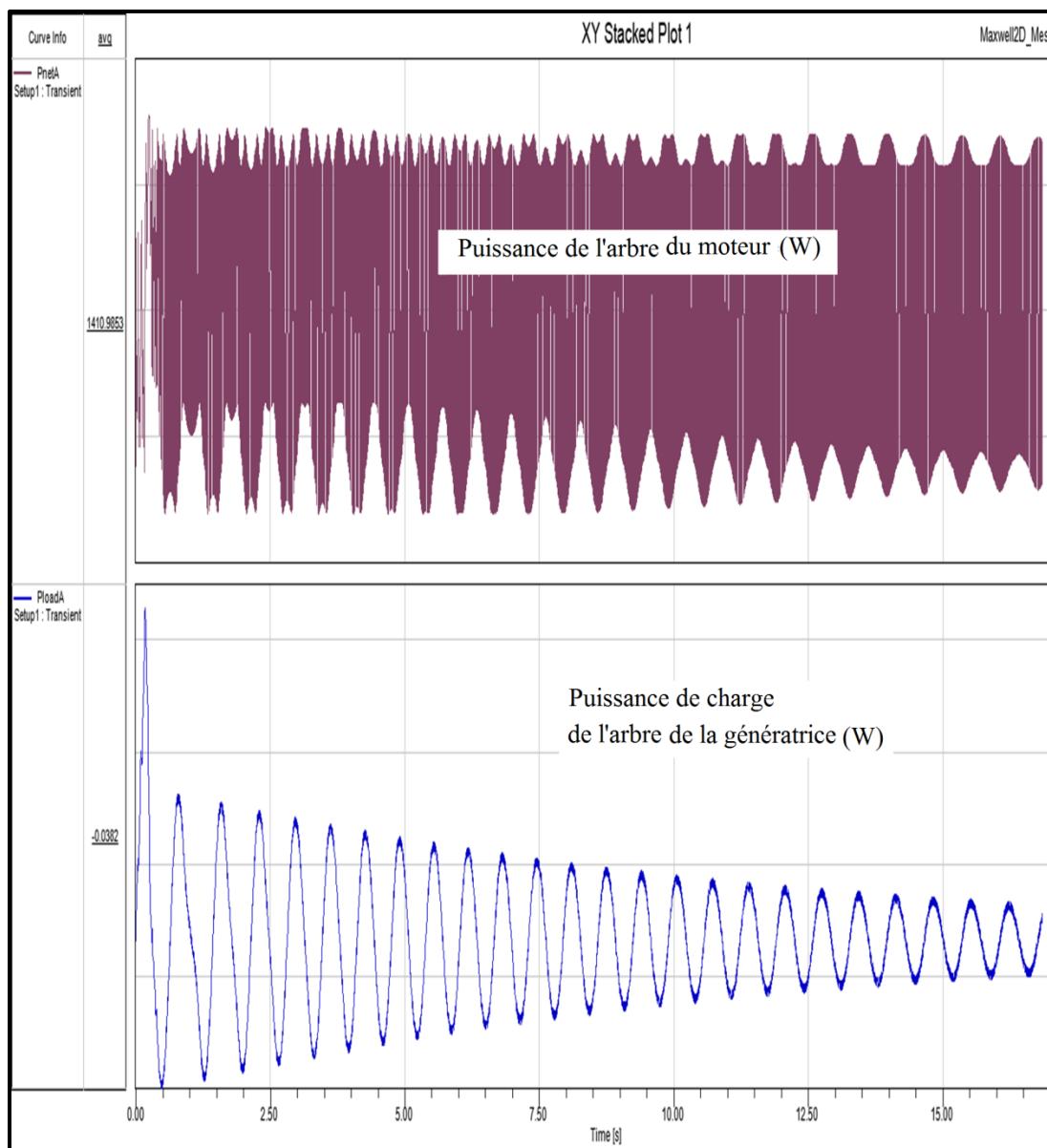


Figure 6.34 Courbes de puissance (W) sur l'arbre du moteur et l'arbre de la génératrice (sans charge)

L'essai de la charge consiste à vérifier le débit de puissance de la boîte de la transmission entre l'arbre de l'entrée et la sortie de la boîte de la transmission de l'énergie. Comme pour l'essai précédent sans charge, le montage prévoit une charge variable de 1,58 watt à 592,2watts. La génératrice et le moteur sont installés sur l'extrémité des arbres de disque un et deux. L'essai permet de confirmer que les disques transmettent le débit de puissance du moteur correspondant aux critères établis à l'annexe III. Le résultat ci-après permet de tracer

les courbes de la transmission de l'énergie et de comparer sa performance dans une gamme du débit de la puissance en fonction de la géométrie du système.

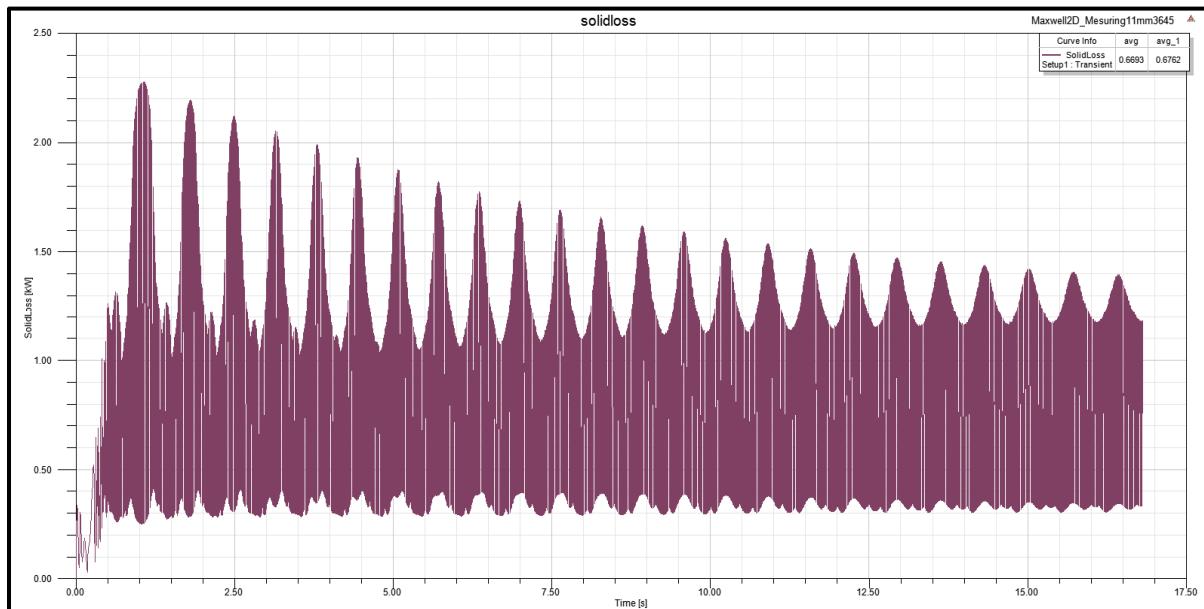


Figure 6.35 Pertes dans les matériaux (dans les disques) charge 0.736kW

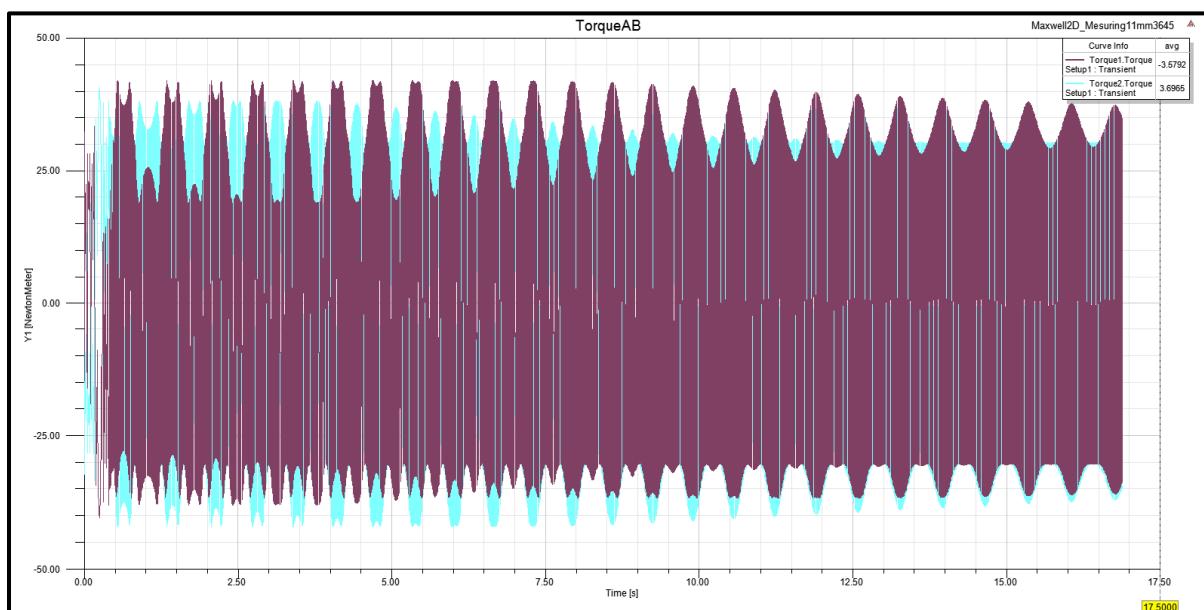


Figure 6.36 Couples mécaniques des arbres (N.m)

La figure 6.36 montre le couple des arbres dans deux courbes concurrentielles où se convergent dès 15 secondes.

6.11 Simulation du système de la transmission de l'énergie en charge, 10Kw nominale de moteur

L'étape précédente était incluse la présentation de la boîte de la transmission de l'énergie de 1 kW et l'essai du laboratoire. L'objectif est d'analyser un système expérimental et de comprendre des variables pratiques telles que le débit maximal de la puissance, l'interruption et le délai de la transmission de l'énergie entre deux disques. La deuxième étape est incluse de développer le modèle ci-devant afin d'étudier plus précisément des détails et des faisabilités pratiques de modèle proposé pour une dimension industrielle de 10 kW afin de préciser la faisabilité du modèle.

Nous observons que la qualité de la transmission de l'énergie est ininterrompue entre deux disques et la durée de synchronisation de deux disques est élevée pourtant.

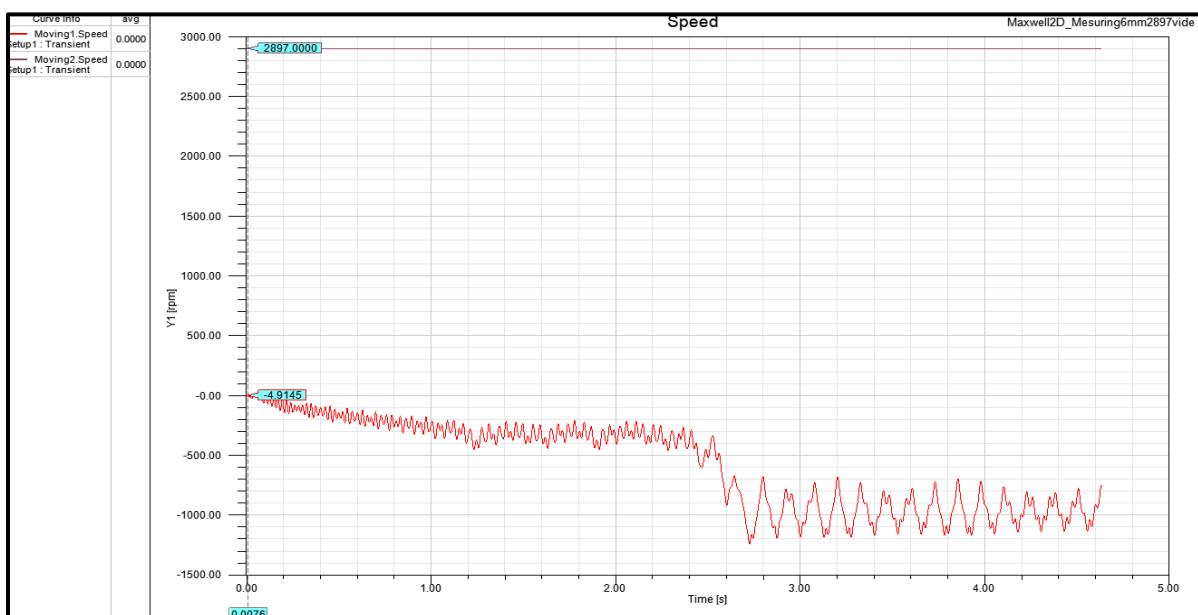


Figure 6.37 Courbe de vitesse instable de la génératrice avec un échelon de vitesse 2897 rpm

6.11.1 Étude des forces radiales et axiales lors du régime transitoire d'une unité de 10KW

Les figures 6.38-6.46 montrent un problème lié aux synchronisations, les retards du couplage et le glissement long lors du démarrage. Malgré le fait que plusieurs modèles géométriques soient disponibles pour la stabilité des disques, le temps de la synchronisation et l'échauffement maximal est des contraints de la conception de l'unité. Dans cette section, les modèles variables des aimants sont présentés par la géométrie d'une série des aimants. Les résultats montrent une très similitude entre les formes des ondes et le résultat du laboratoire. L'objectif est de présenter un temps de synchronisation moins élevé ainsi que le débit de puissance désirée dans l'unité, et par conséquent, nous observerons des variables dépendantes de perte, la durée de la montée ou la descente depuis démarrage et le rendement et la force mutuelle.

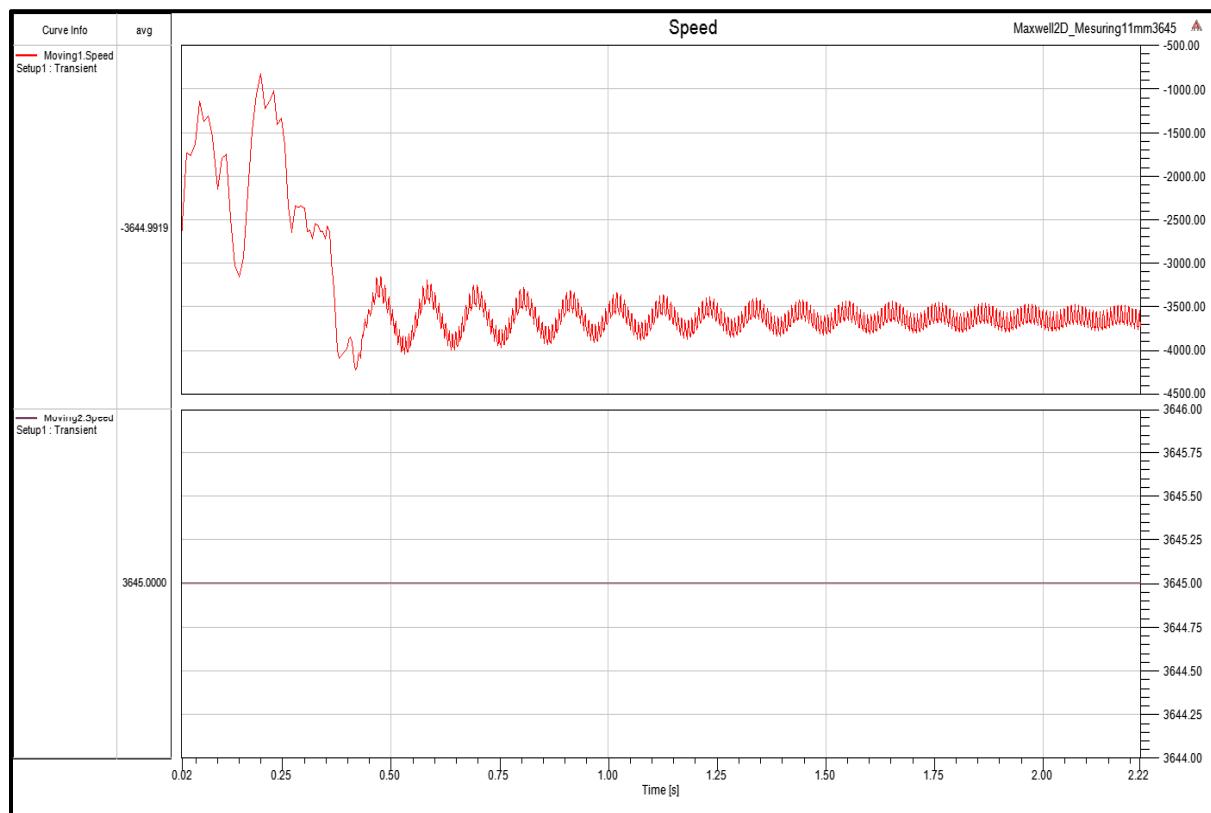


Figure 6.38 Courbes de la vitesse (rpm) en fonction de la force axiale, NdFe35, 1400mm

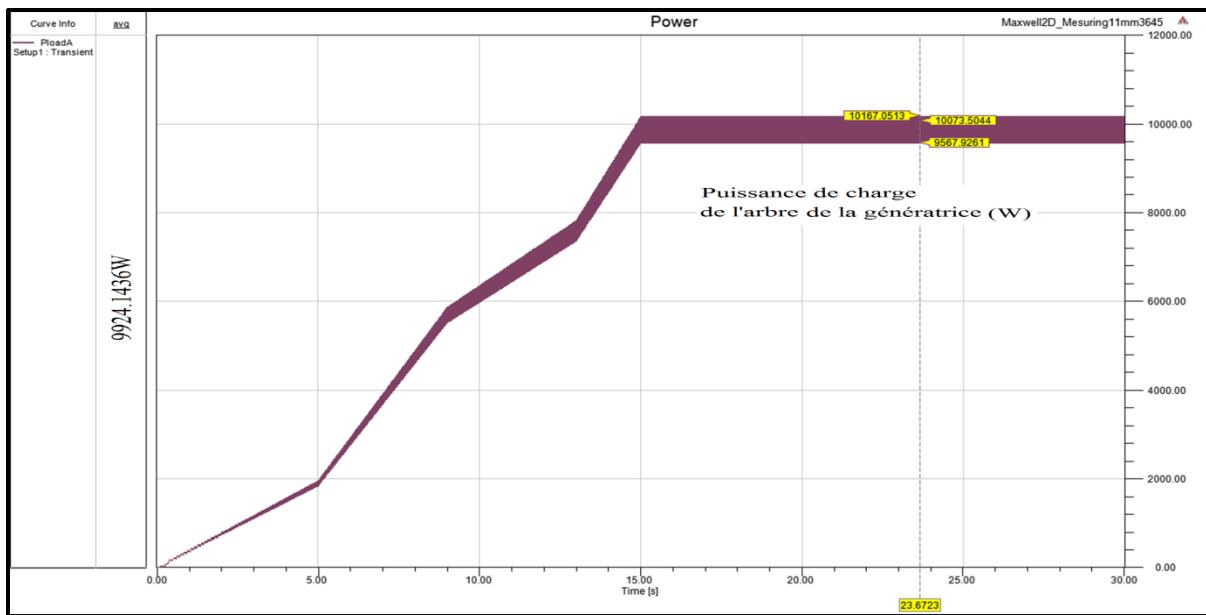


Figure 6.39 Une charge croissante appliquée sur l'arbre, NdFe35, 1400mm

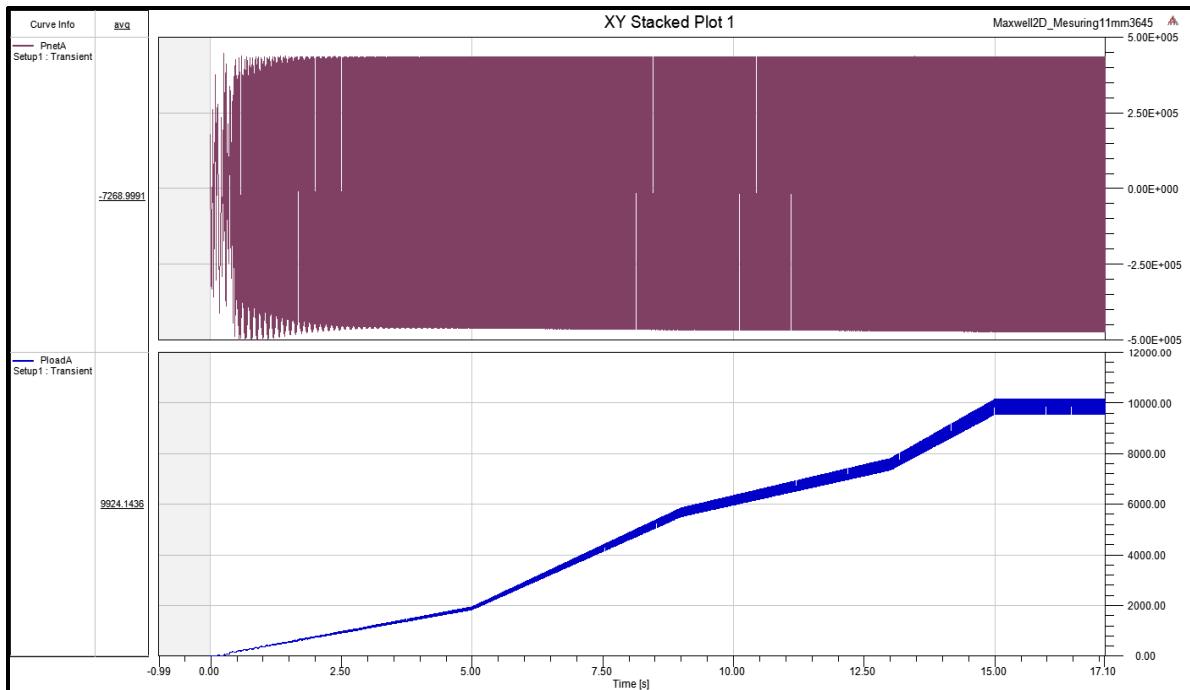


Figure 6.40 Puissance sur l'arbre de moteur et la génératrice (W)

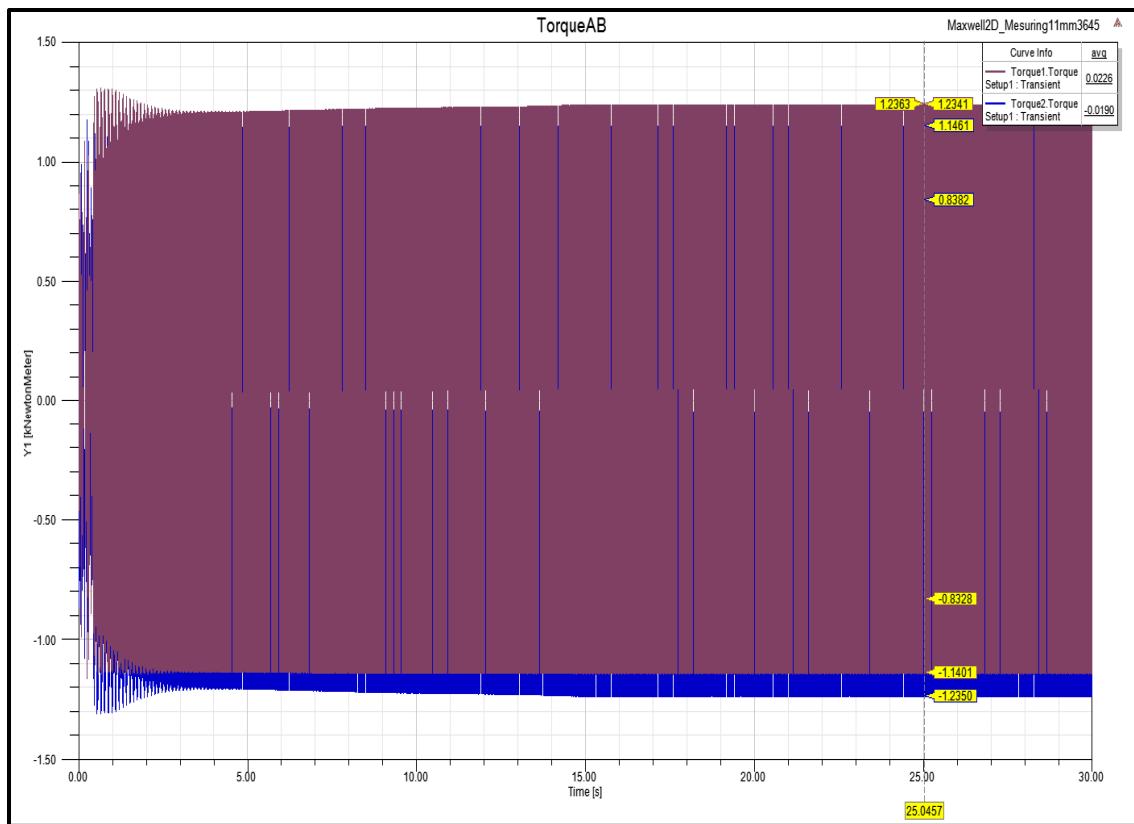


Figure 6.41 Couples concurrentiels entre deux disques pour converger dès 25 secondes

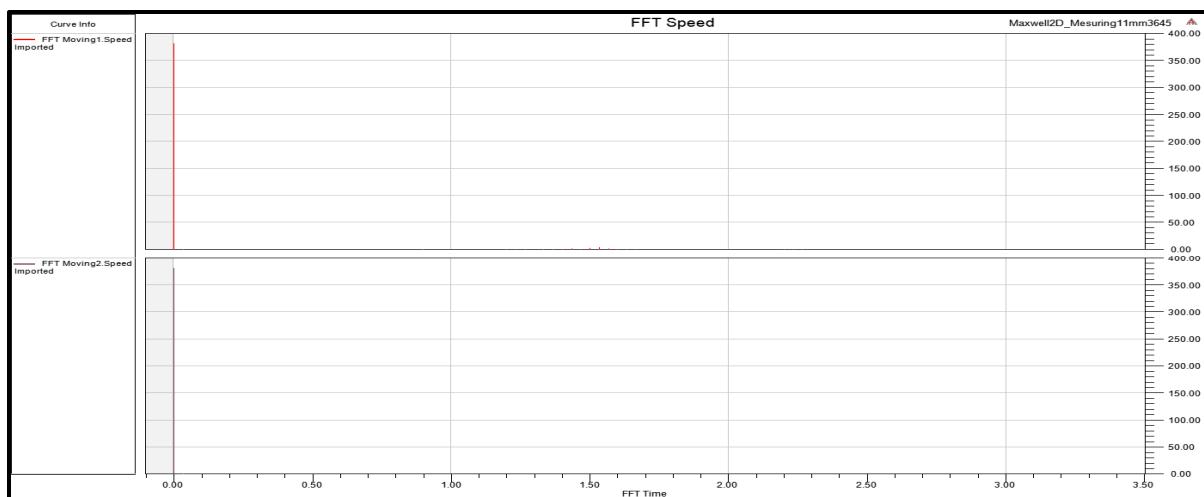


Figure 6.42 FFT de la vitesse

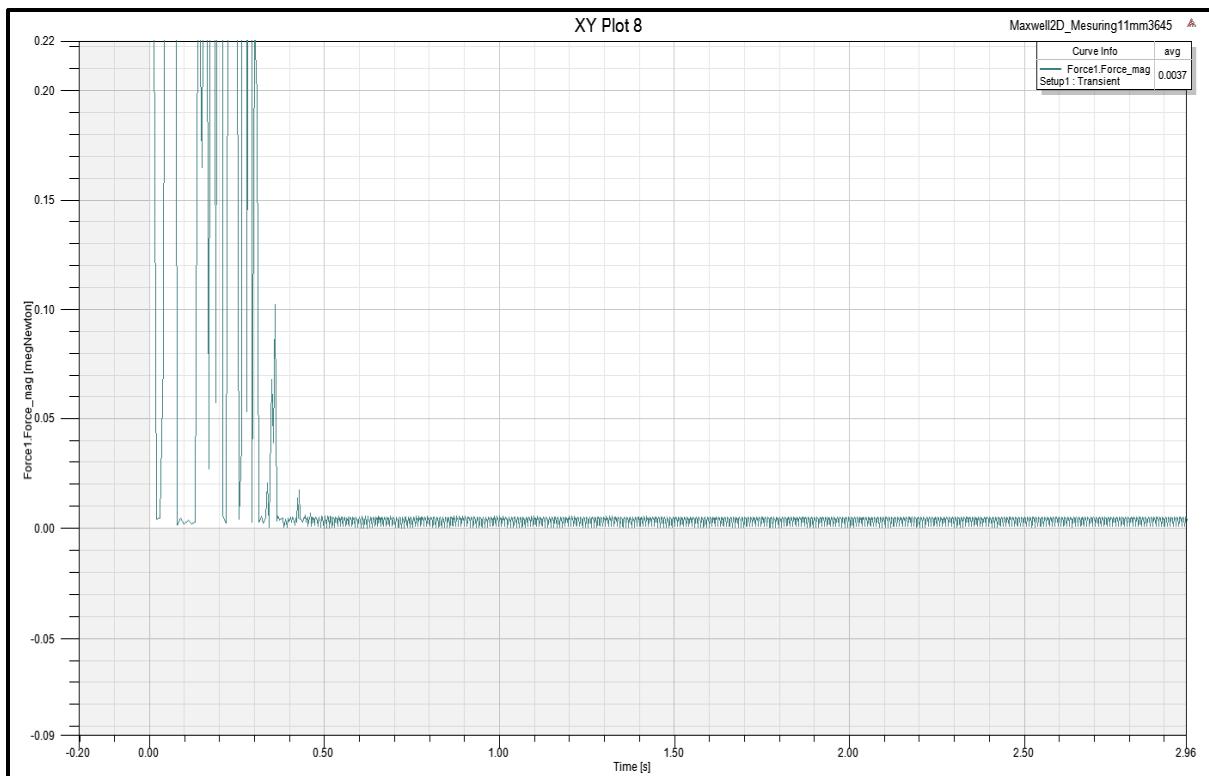


Figure 6.43 Amplitude de la force de disque un (Newton)

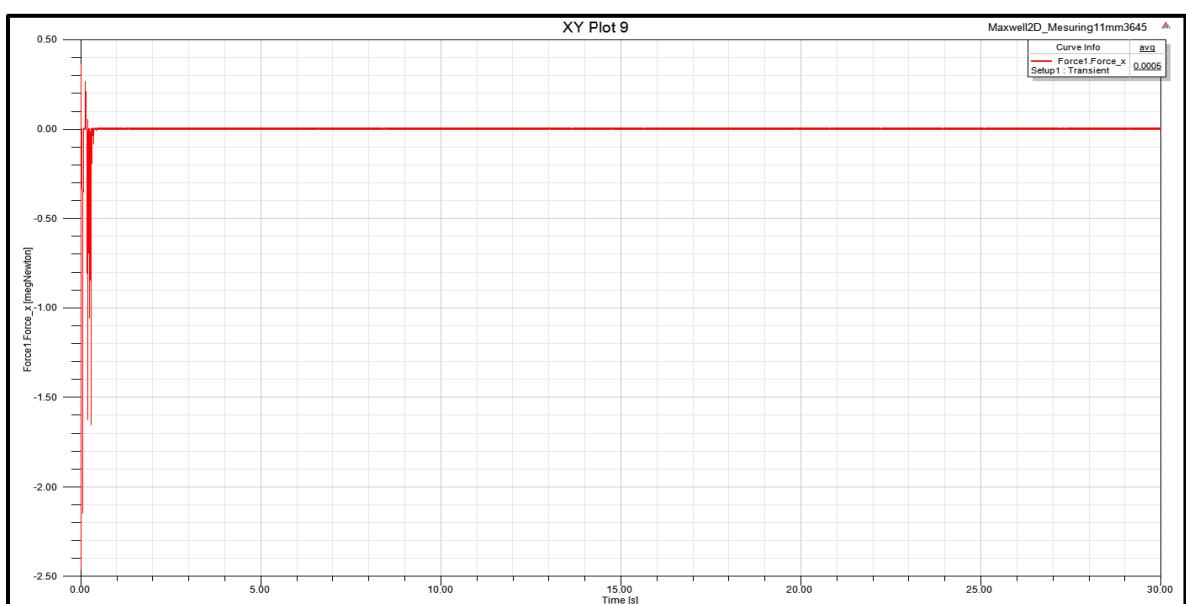


Figure 6.44 Force(x) de disque 1 sur l'axe (x), (Newton)

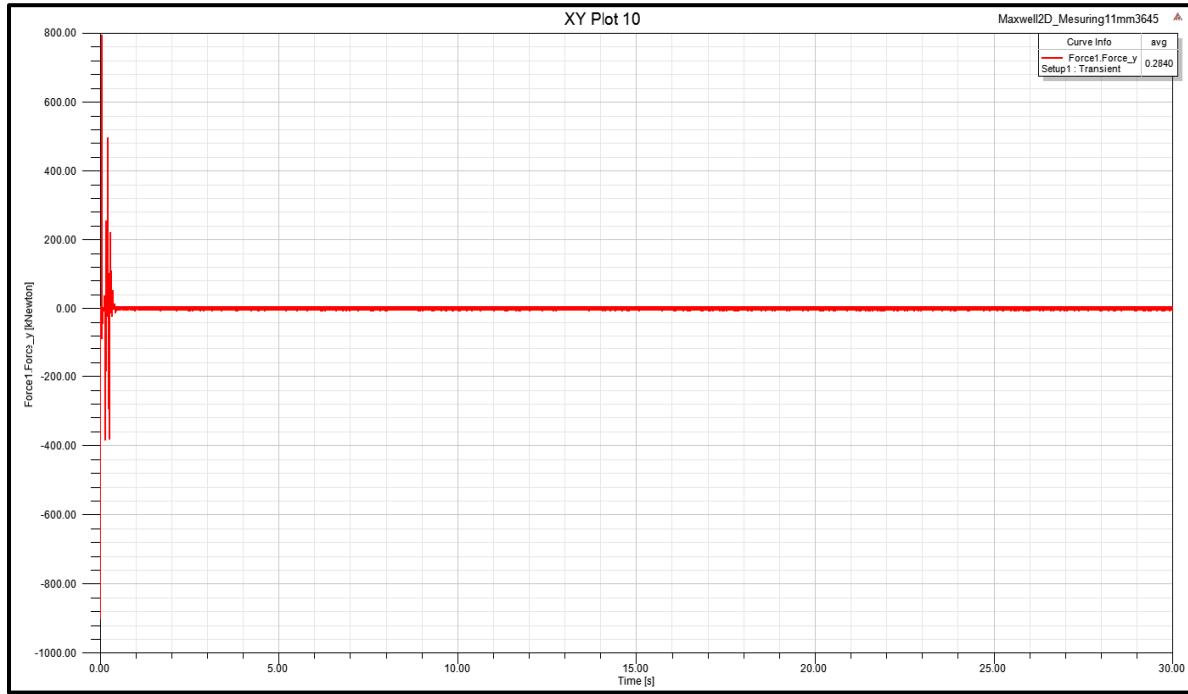


Figure 6.45 Force(Y) de disque 1 sur l'axe(Y), (Newton)

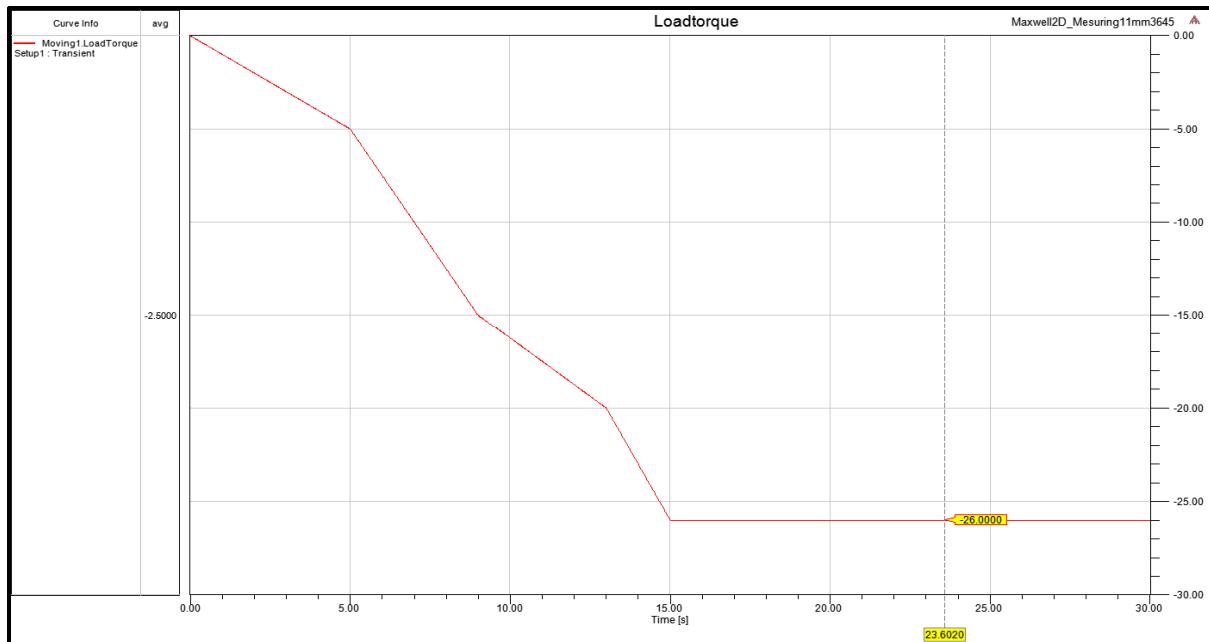


Figure 6.46 Couple de charge sur l'arbre de génératrice (N.m)

6.11.2 Transmission de l'énergie avec les aimants 14x5x50.8mm

Cette section précise le dimensionnement d'une unité de la transmission de l'énergie dont la largeur radiale est composée de 14x5x50.8mm NdFe35. Le flux maximal qui traverse un aimant est calculé lorsqu'un autre aimant du disque deux est coaxial. En plus, la hauteur axiale de la boîte est en fonction du flux principal du débit de la puissance de 10kW. Les résultats présentent la méthode et le dimensionnement de l'unité de 10kW en tenant compte la durée de l'stabilité du système.

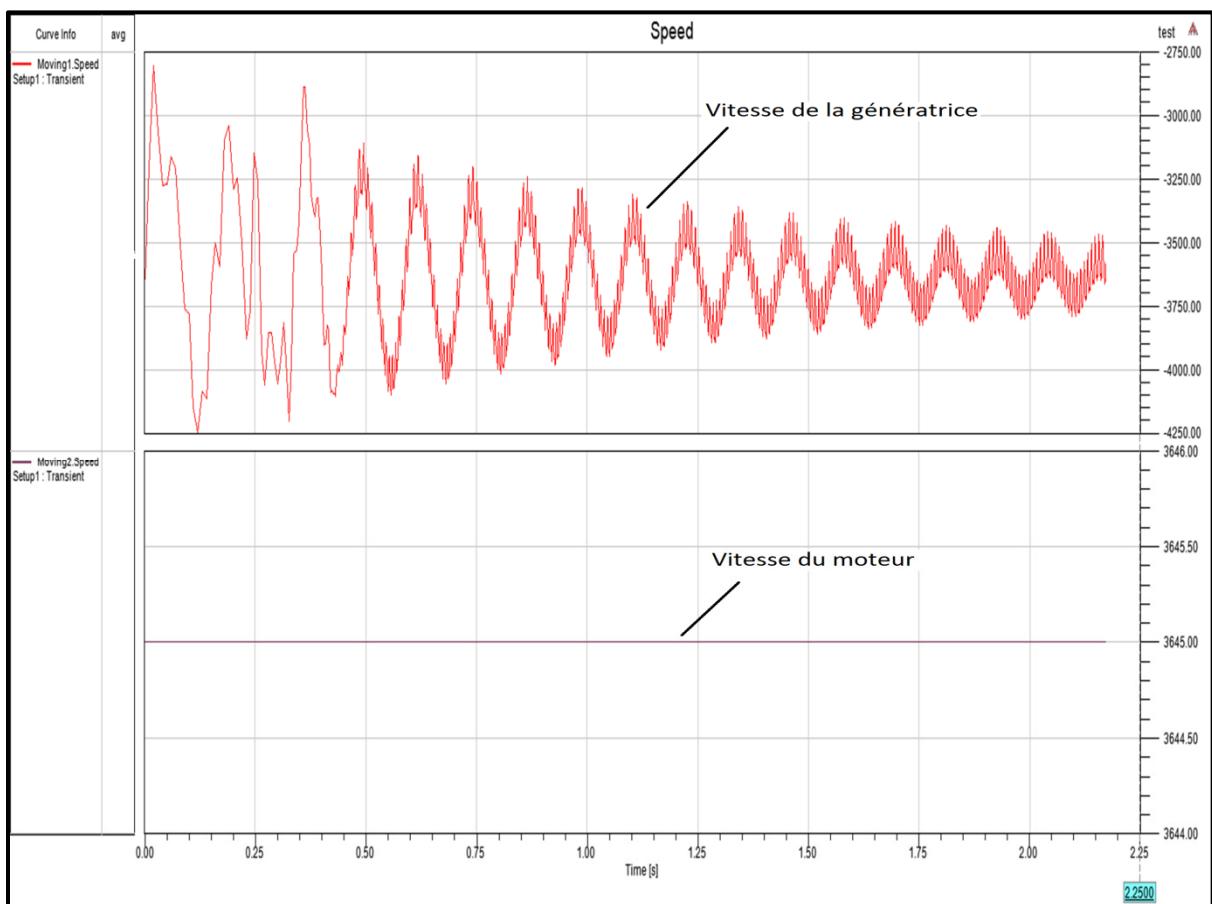


Figure 6.47 Vitesse du moteur (3645rpm) et la génératrice

La simulation est complétée par sept pré dimensionnements de l'unité et s'effectue selon un choix de cinq aimants en série et de la longueur de l'unité. Ceux-ci illustrent le but recherché : dimension minimale, rendement maximal et la perte moins élevé.

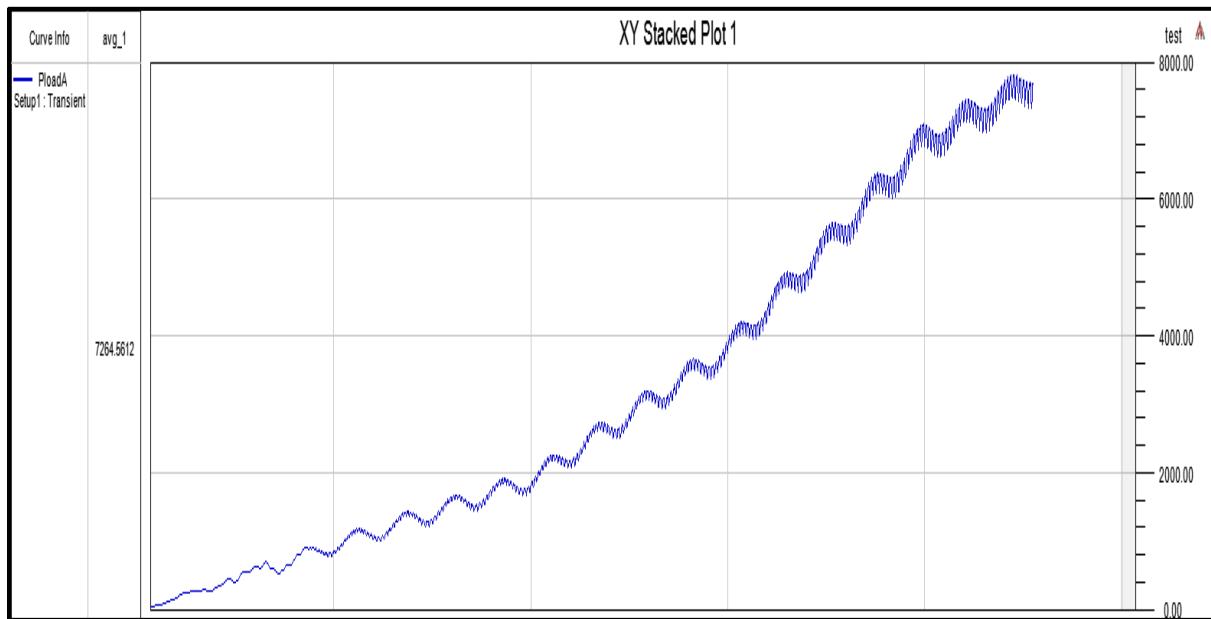


Figure 6.48 Puissance de l'arbre du moteur (W)

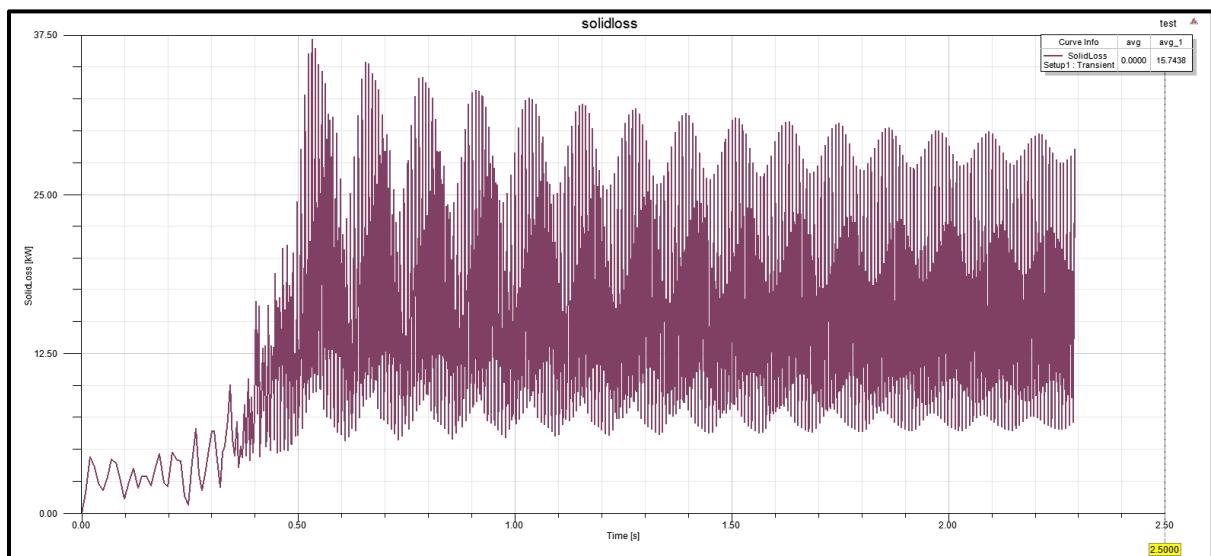


Figure 6.49 Pertes dans les matériaux (kW)

6.11.3 Transmission de l'énergie avec les aimants 8x5x50.8mm

Pour le même diamètre des aimants et la longueur de huit fois, les figures 6.50-6.54 montrent l'évolution du débit de la puissance, le temps de la stabilité de cinq secondes. La perte augmente en fonction de nombre des aimants. L'analyse montre également que pour une longueur de huit fois, la force mutuelle entre deux arbres de disque est significative. En conséquence, le parasite magnétique est plus fort de sorte qu'il crée une chaleur assez élevée. Finalement pour ce cas, en diminuant la chaleur par un système de refroidissement, la caractéristique des aimants reste constante selon l'annexe III.

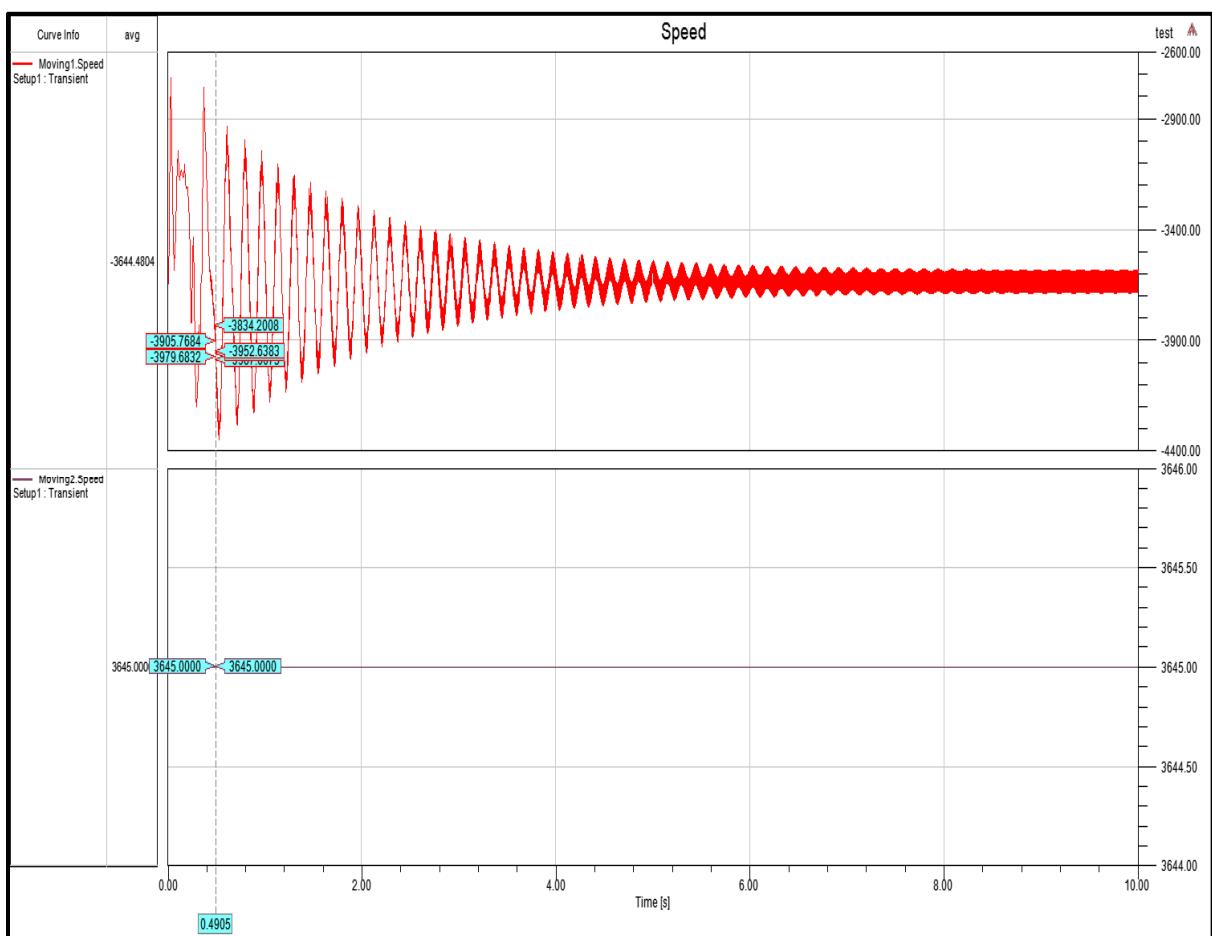


Figure 6.50 Vitesse de l'arbre de génératrice en régime permanent (rpm)

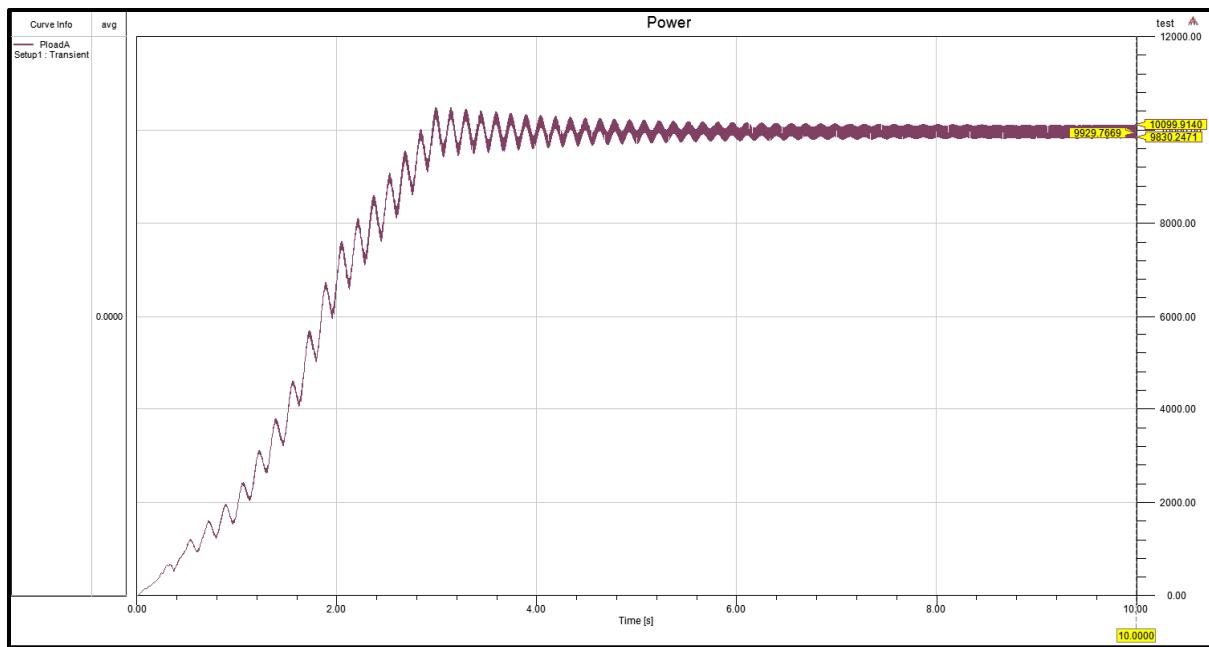


Figure 6.51 Charge sur l'arbre du disque (W)

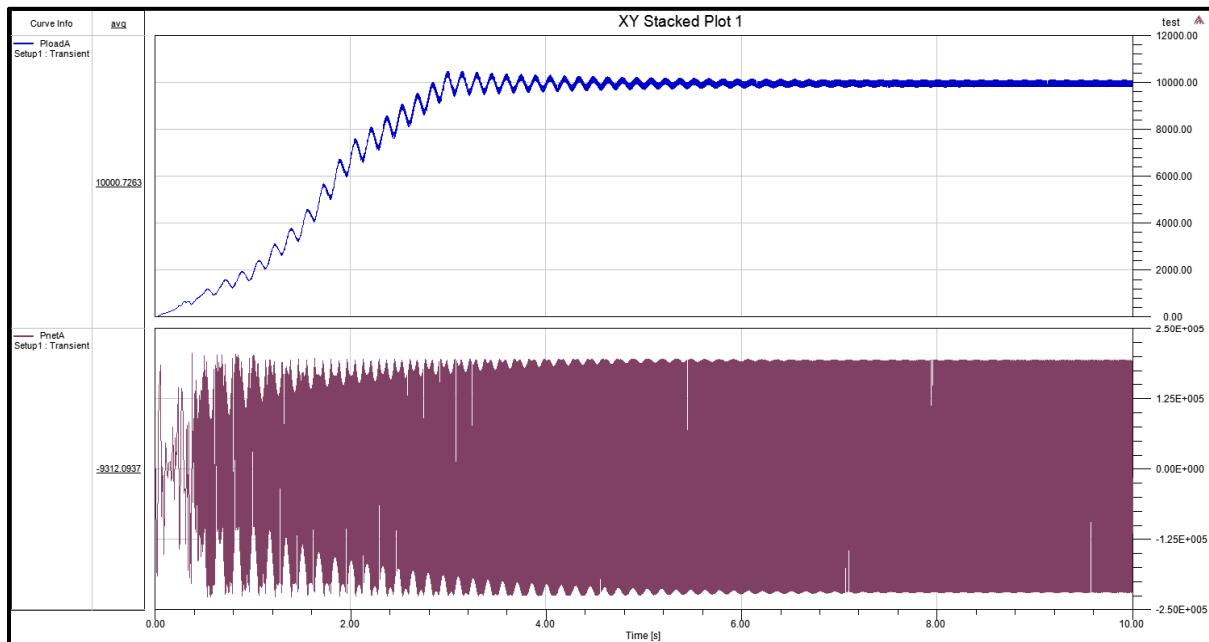


Figure 6.52 Puissance des disques un et deux (W)

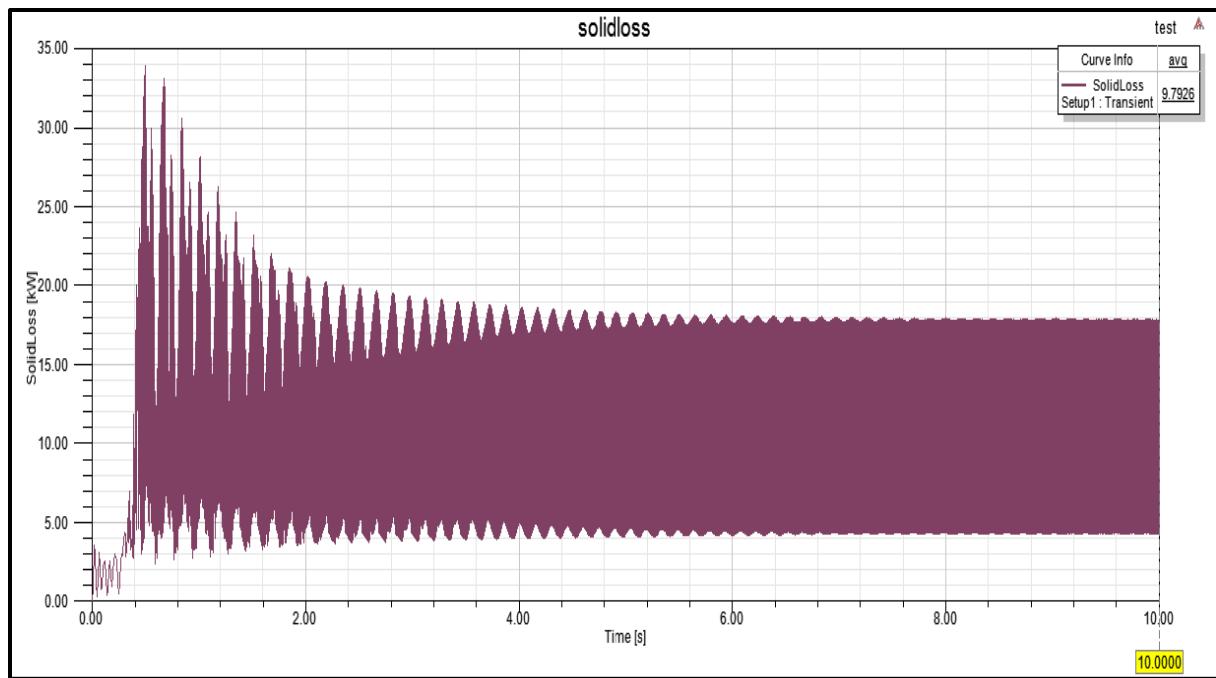


Figure 6.53 Pertes des aimants de disques(kW)

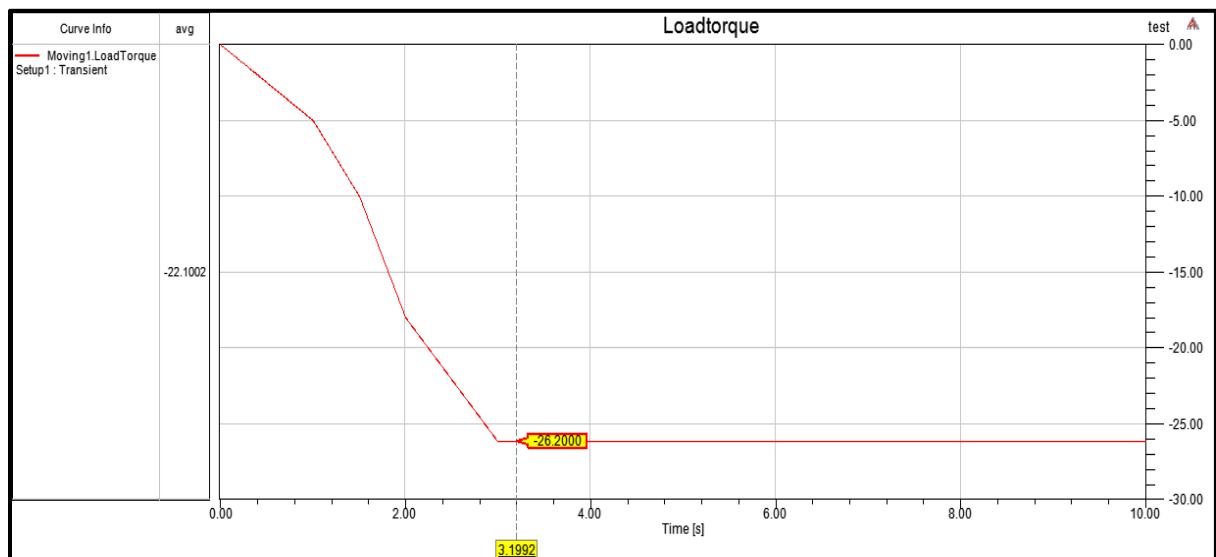


Figure 6.54 Couple de charge-imposé à l'arbre de la génératrice (N.m)

6.11.4 Transmission de l'énergie avec les aimants 6x5x50.8mm

Pour le même diamètre des aimants et la longueur de six fois, les figures 6.55-6.60 montrent l'évolution de débit de la puissance, le temps de la stabilité de dix seconds.

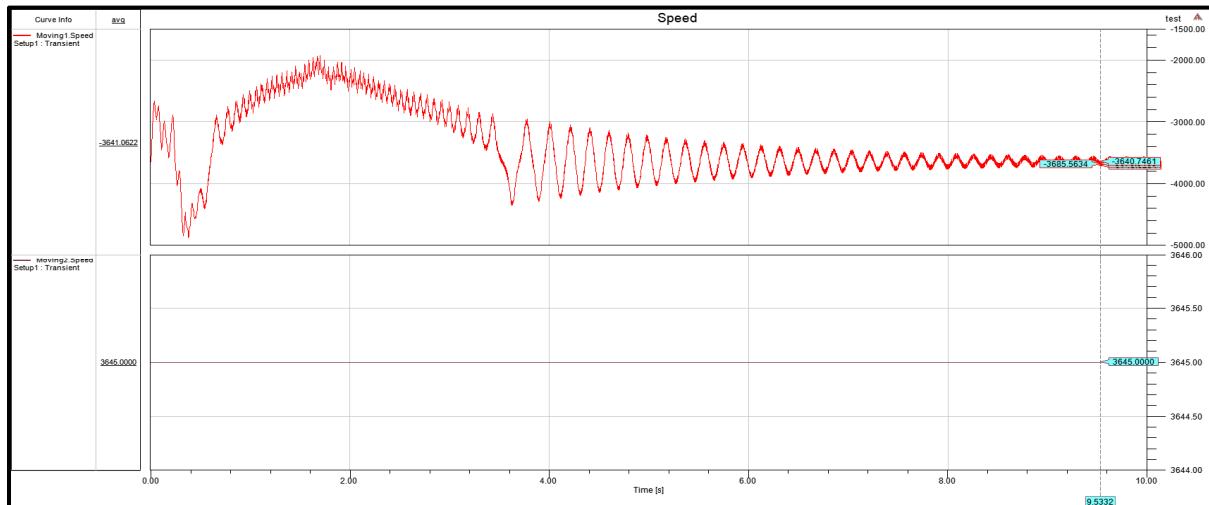


Figure 6.55 Vitesse de la génératrice en fonction de la vitesse du moteur (3645rpm)

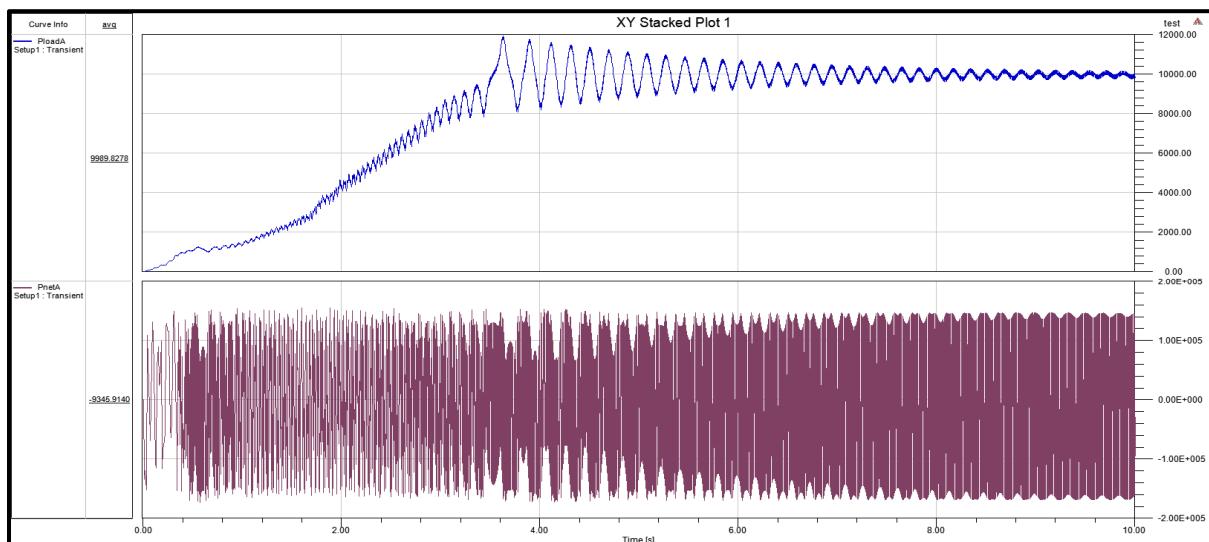


Figure 6.56 Puissance résultante sur l'arbre des disques un et deux (W)

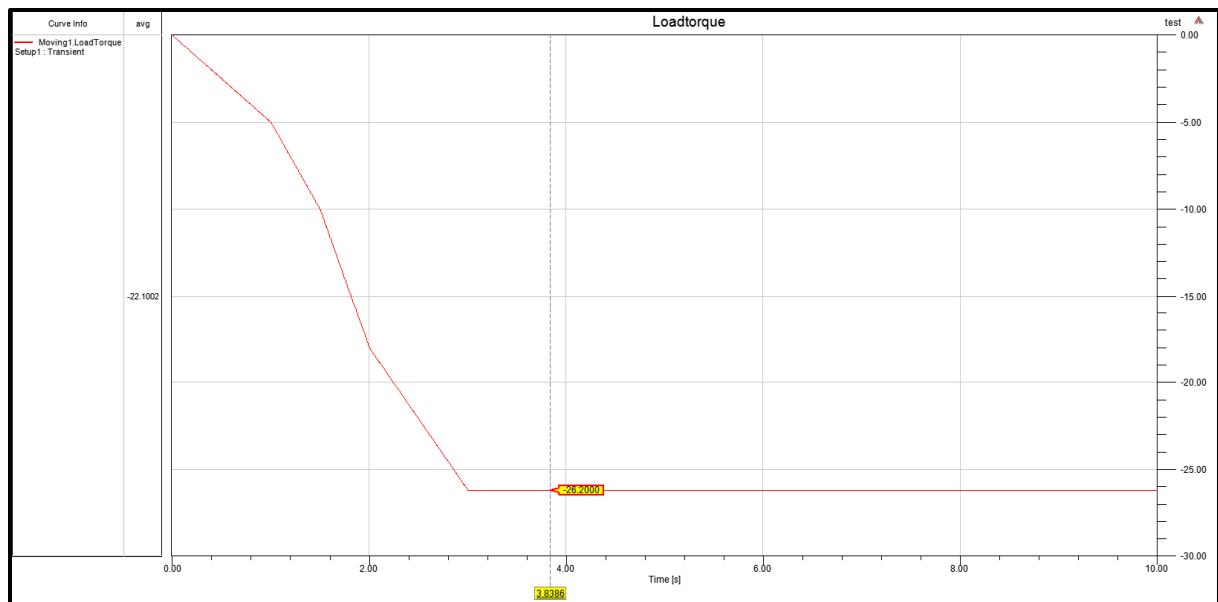


Figure 6.57 Échelon de la charge imposé sur l'arbre de la génératrice (N.m)

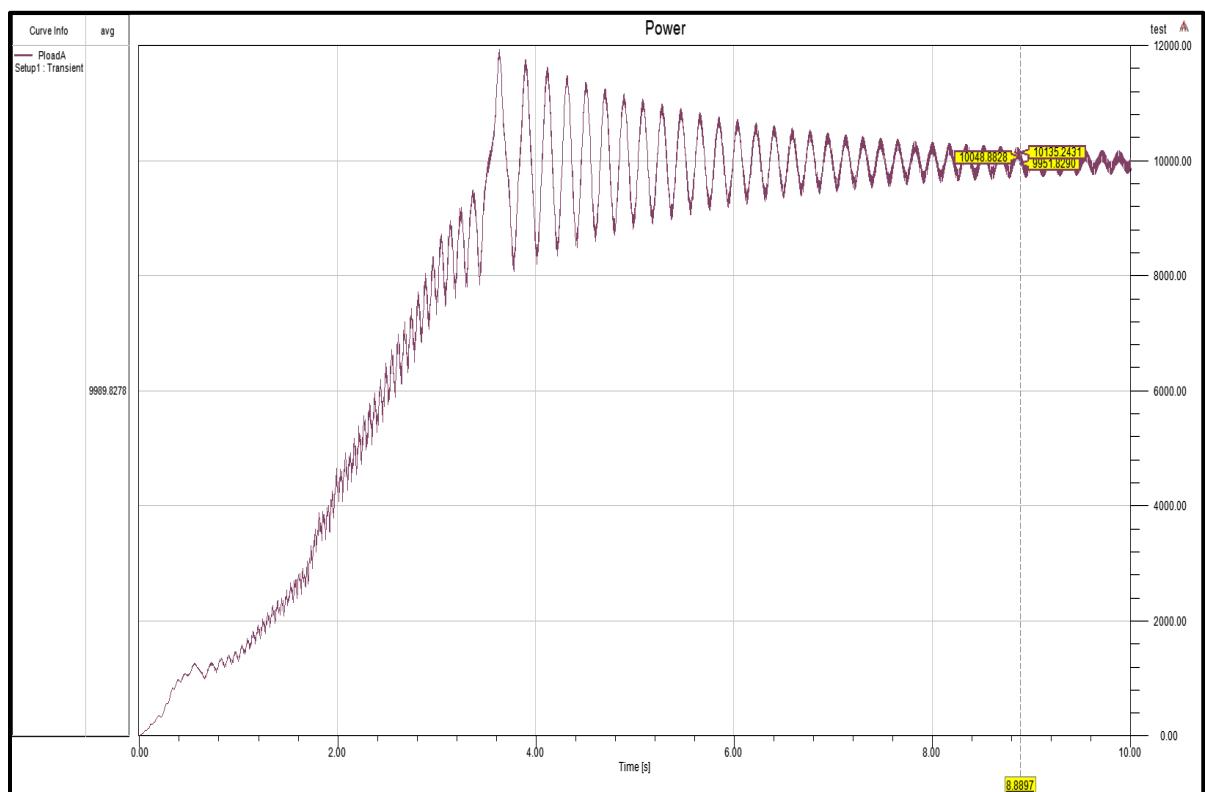
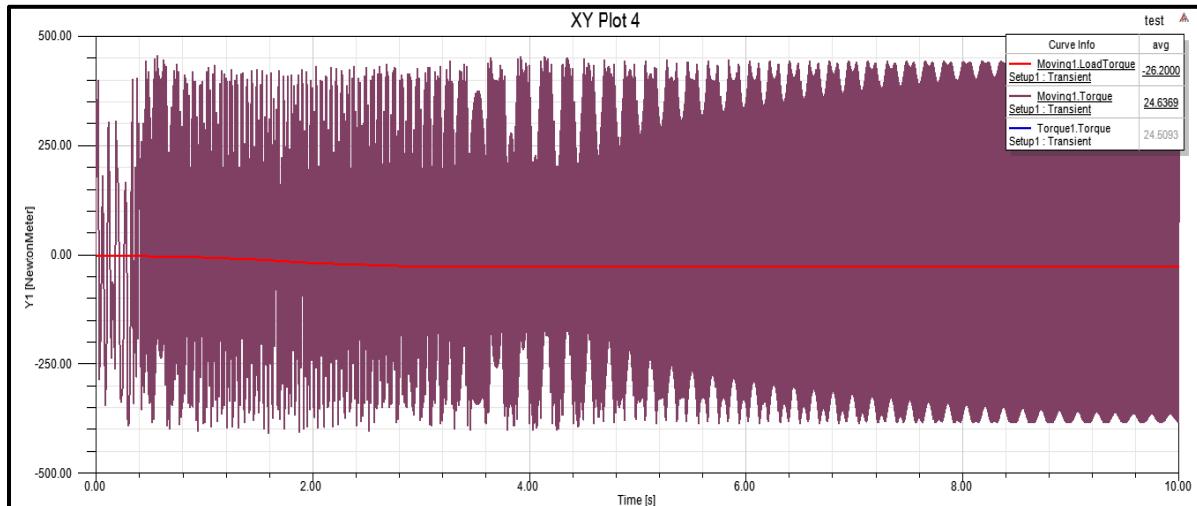
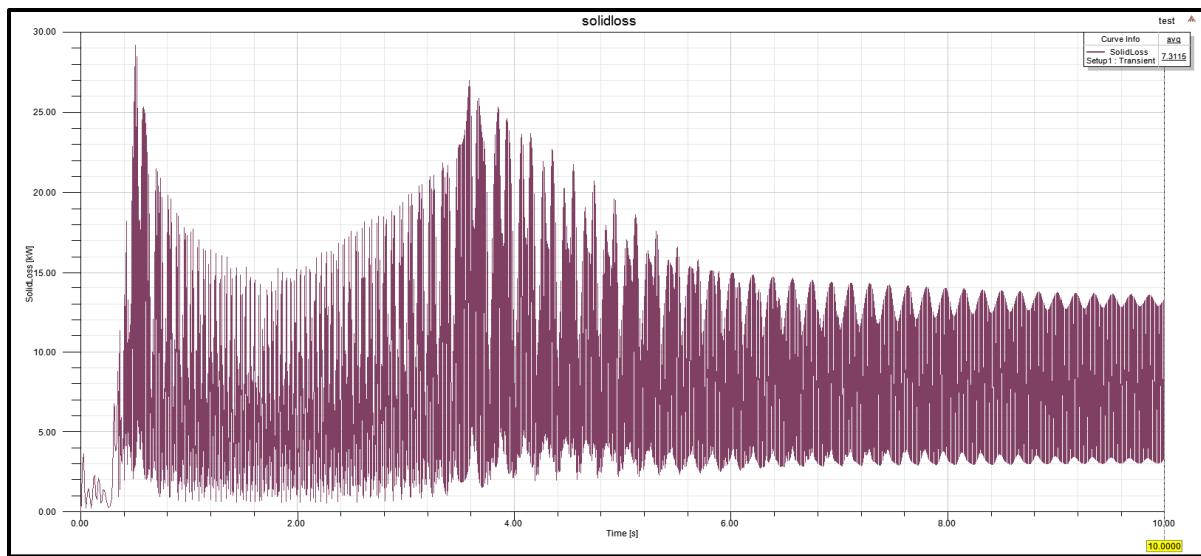


Figure 6.58 Puissance de la charge sur disque deux (W)



6.11.5 Transmission de l'énergie avec les aimants 10x5x50.8mm

Pour le même diamètre des aimants et la longueur de dix fois, les figures 6.61-6.64 montrent l'évolution du débit de la puissance, le temps de la stabilité assez retardée.

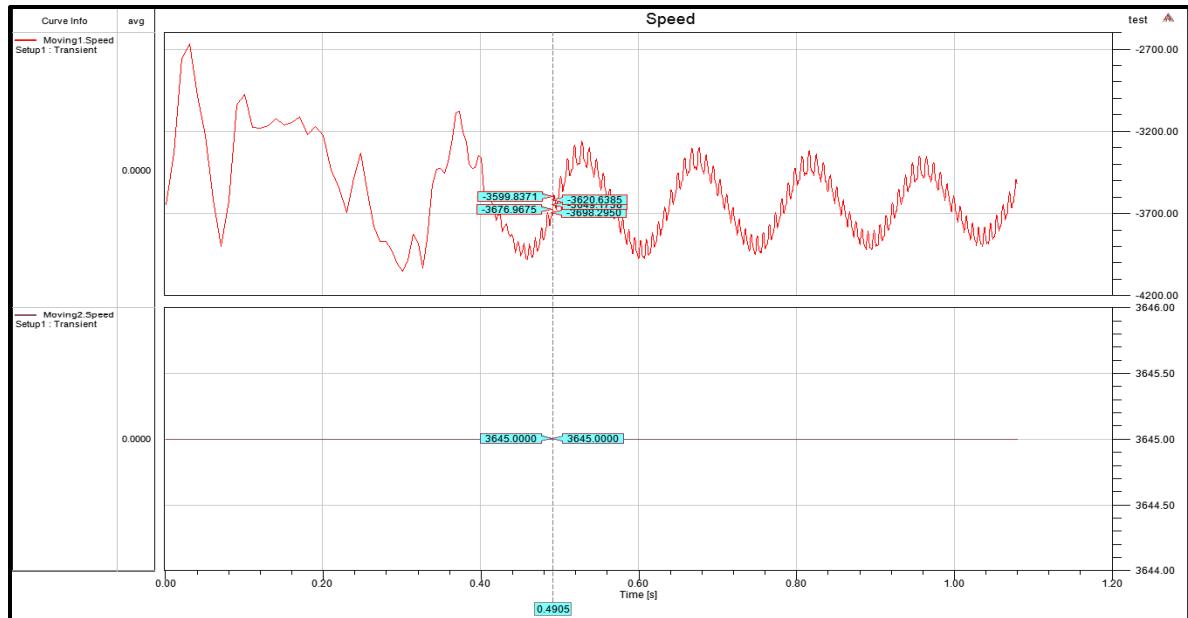


Figure 6.61 Vitesse du moteur (3645rpm) et de la génératrice

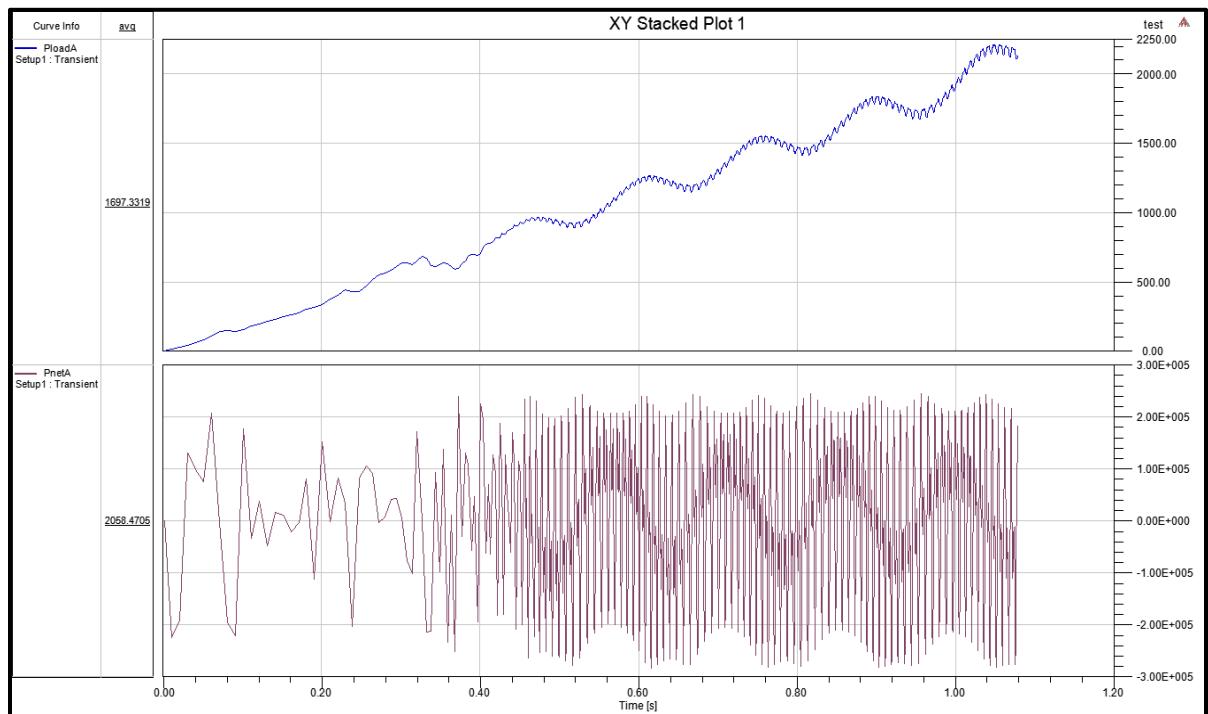


Figure 6.62 Puissance résultant sur l'arbre du moteur et de la génératrice (W)

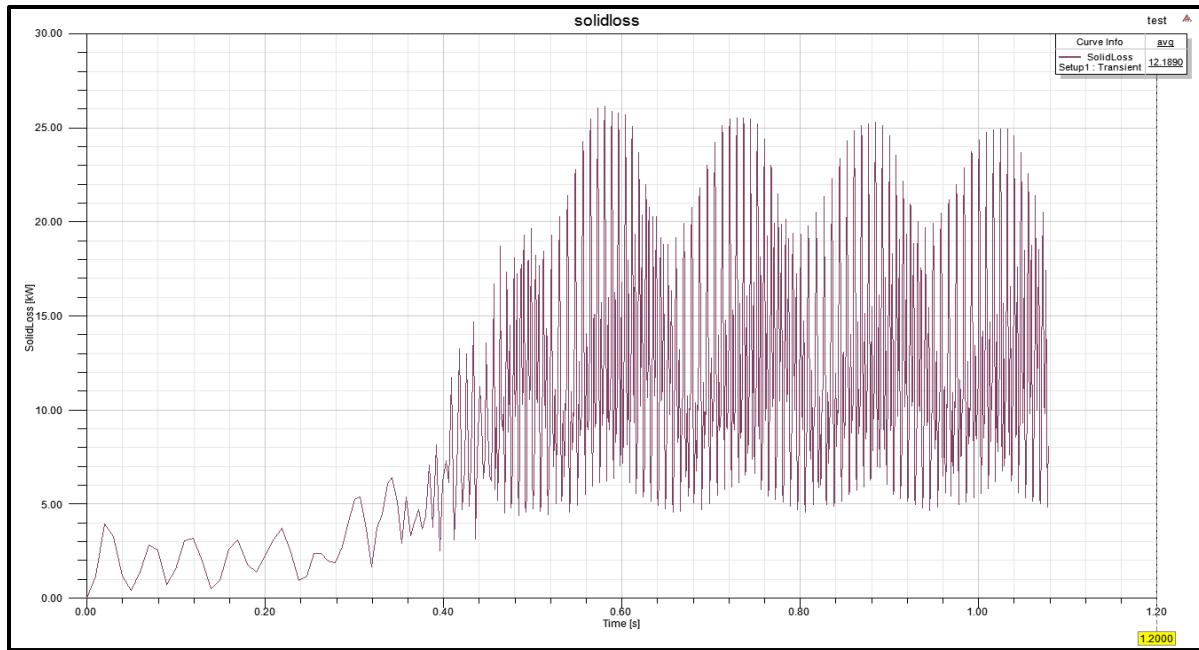


Figure 6.63 Perte des aimants (kW)

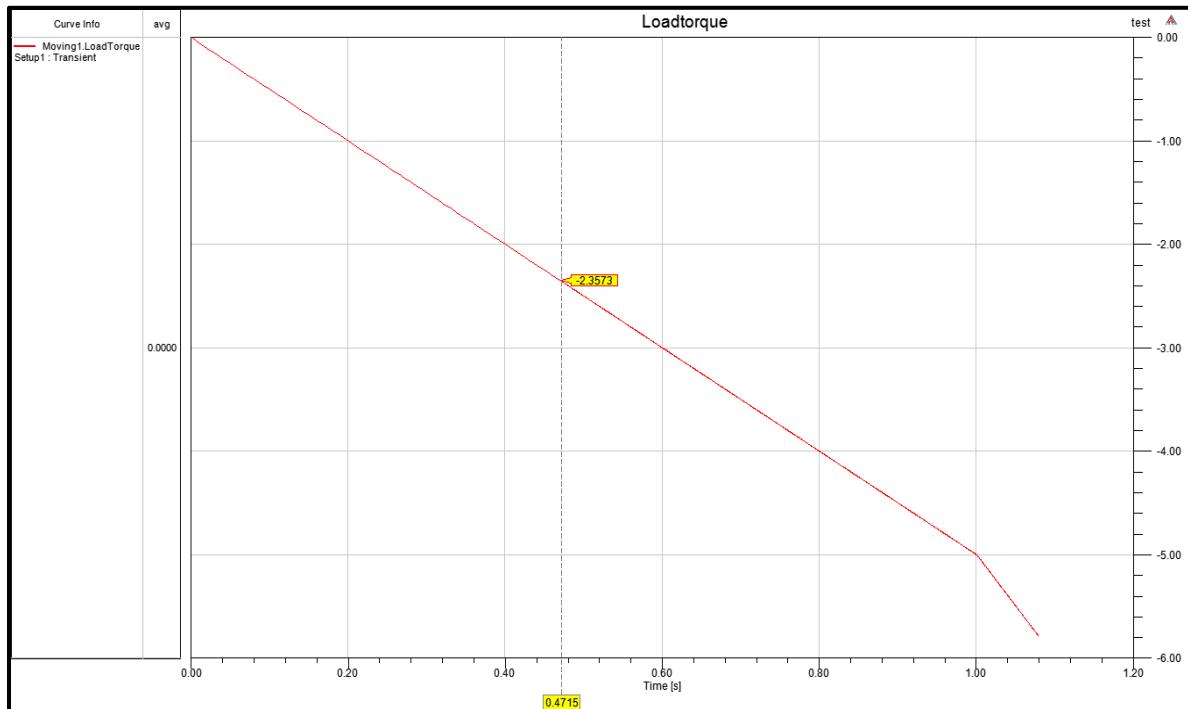


Figure 6.64 Couple de charge (N.m)

6.11.6 Transmission de l'énergie avec les aimants 1x5x50.8mm

Pour le même diamètre des aimants et la longueur axiale d'une fois, les figures 6.65-6.68 montrent une instabilité du fait de faible force des aimants entre deux disques.

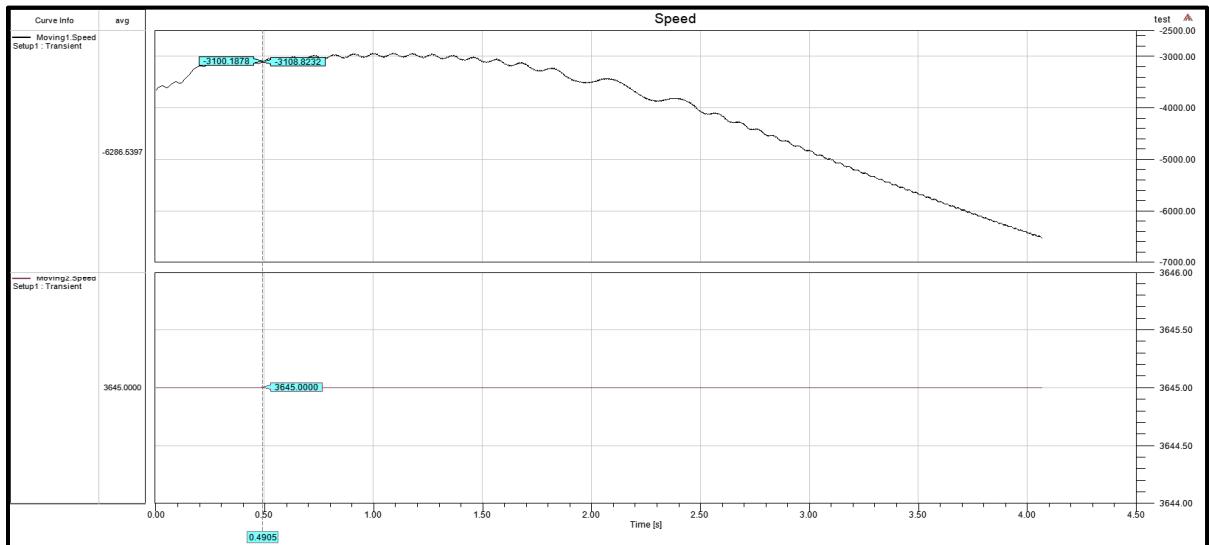


Figure 6.65 Vitesse (rpm) de la génératrice et du moteur (3645 rpm)

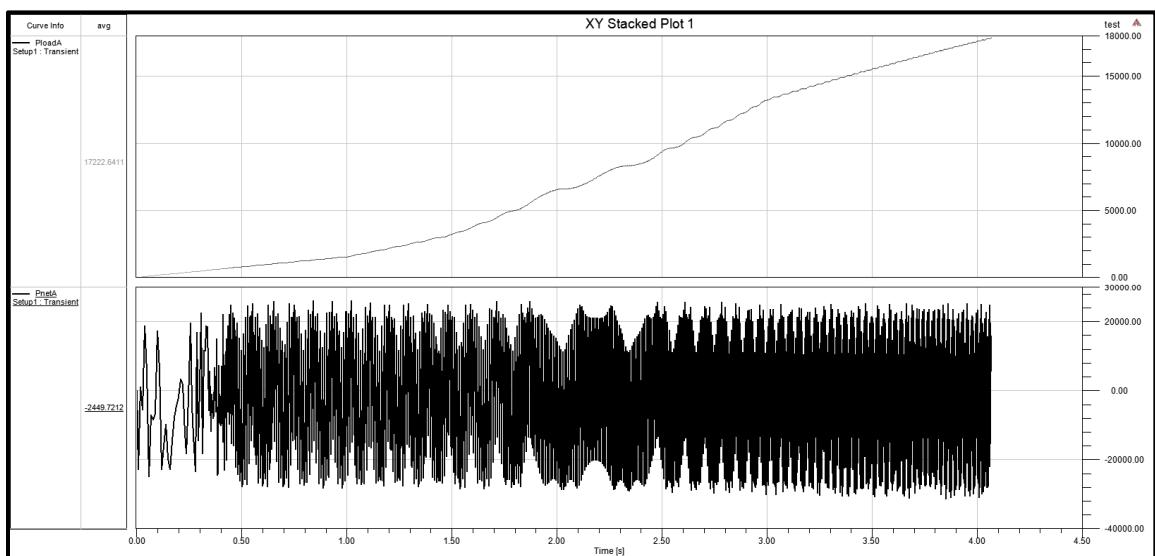


Figure 6.66 Puissance de disques (W) dans une condition instable

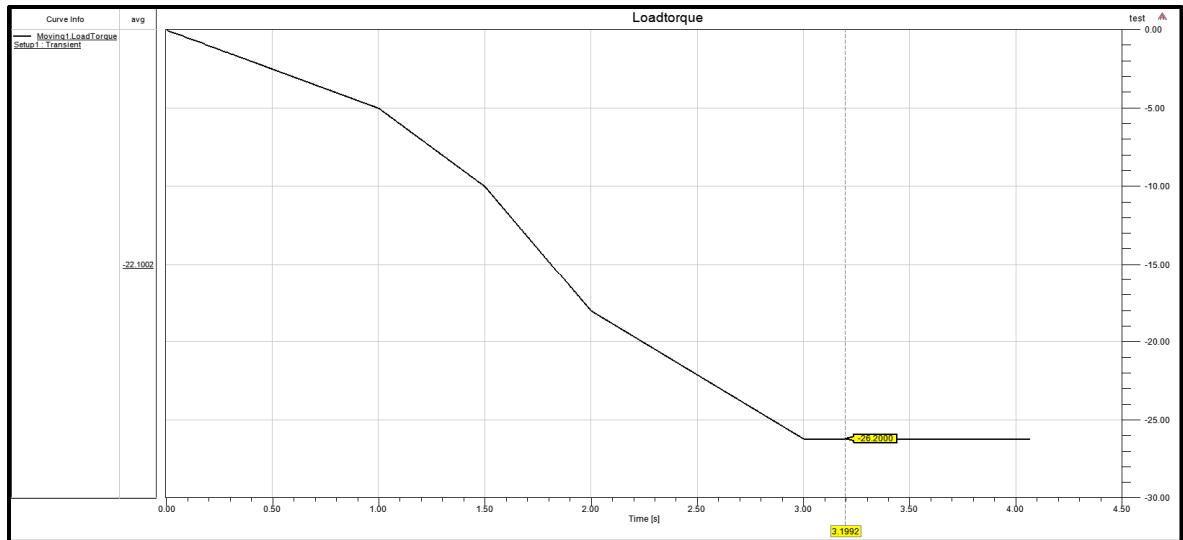


Figure 6.67 Couple imposé sur l'arbre de la génératrice (N.m)

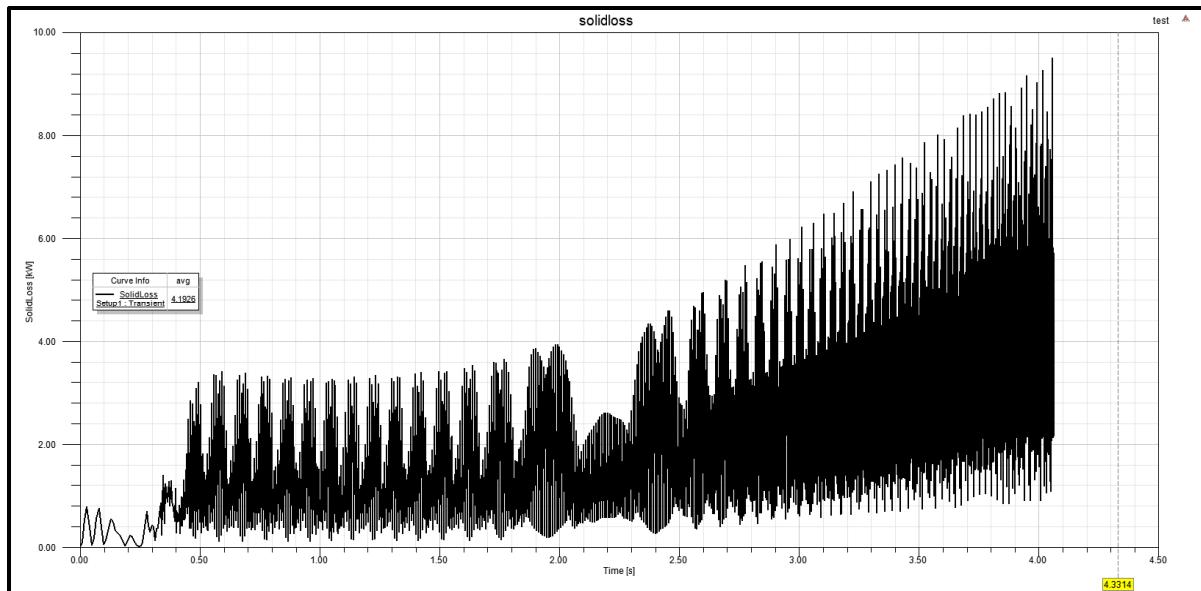


Figure 6.68 Pertes totales des aimants (kW)

6.11.7 Transmission de l'énergie avec les aimants 4x5x50.8mm

Pour le même diamètre des aimants et la longueur de quatre fois, les figures montrent une instabilité du fait d'une faible force des aimants entre deux disques.

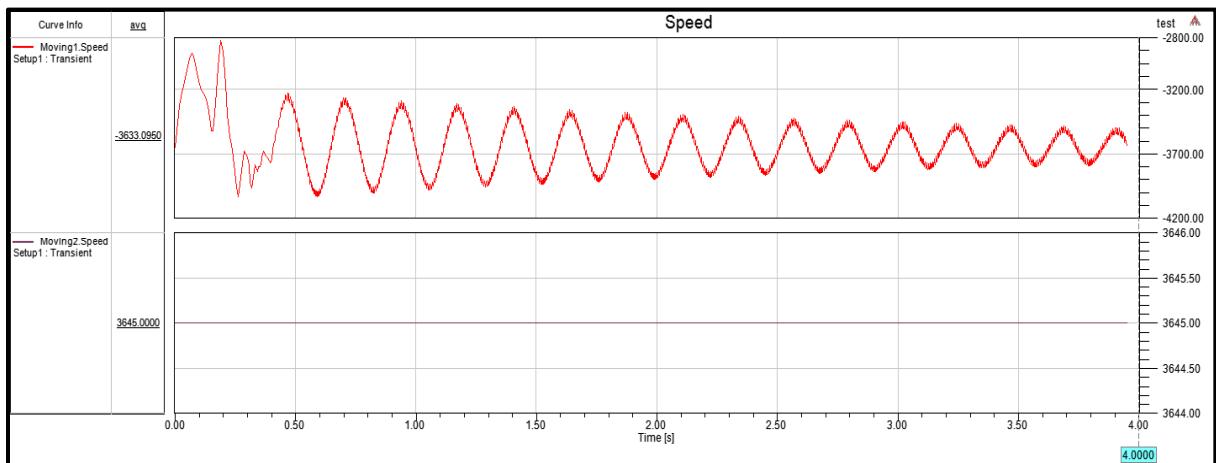


Figure 6.69 Vitesse de la génératrice et du moteur (rpm)

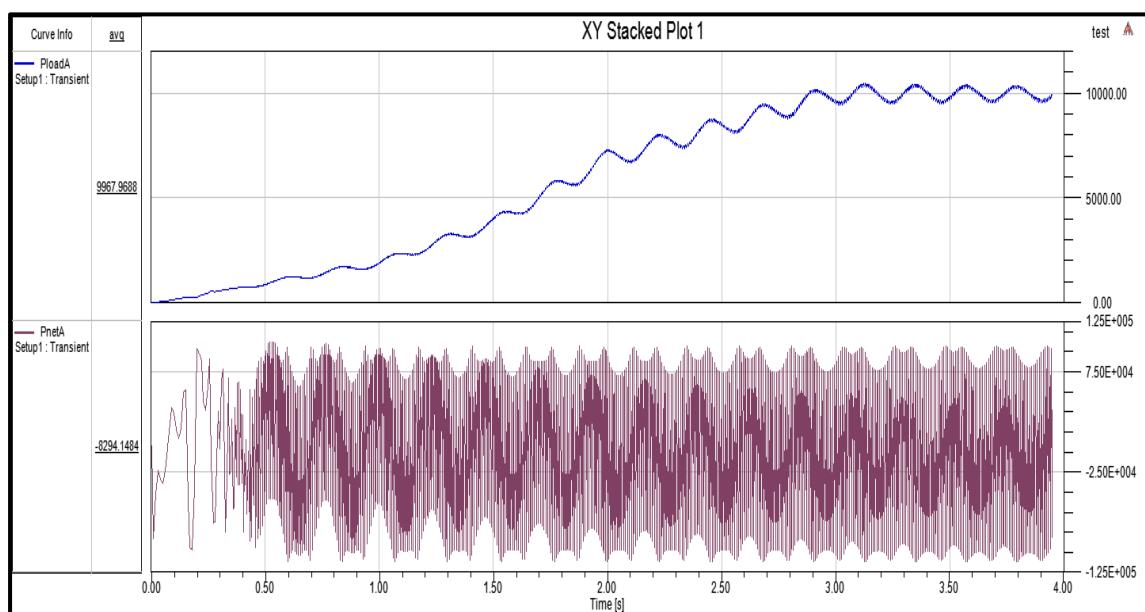


Figure 6.70 Puissance résultante de la génératrice et du moteur (W)

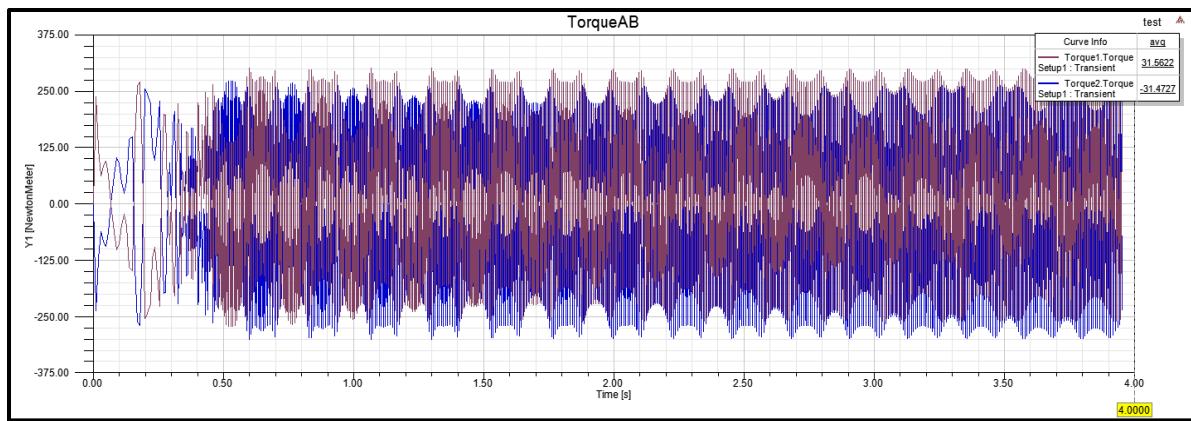


Figure 6.71 Couple de deux disques et leur convergence (N.m)

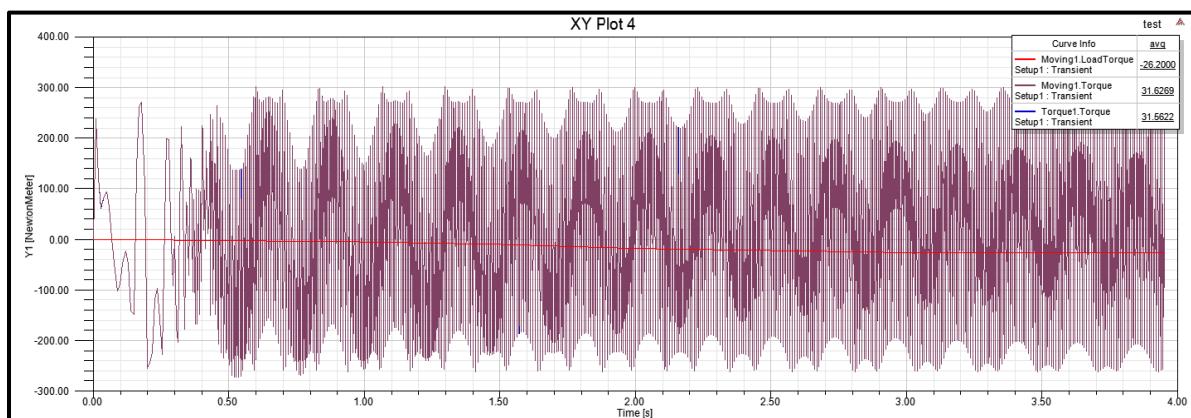


Figure 6.72 Couple électrique imposé et le couple résultant de la génératrice (N.m)

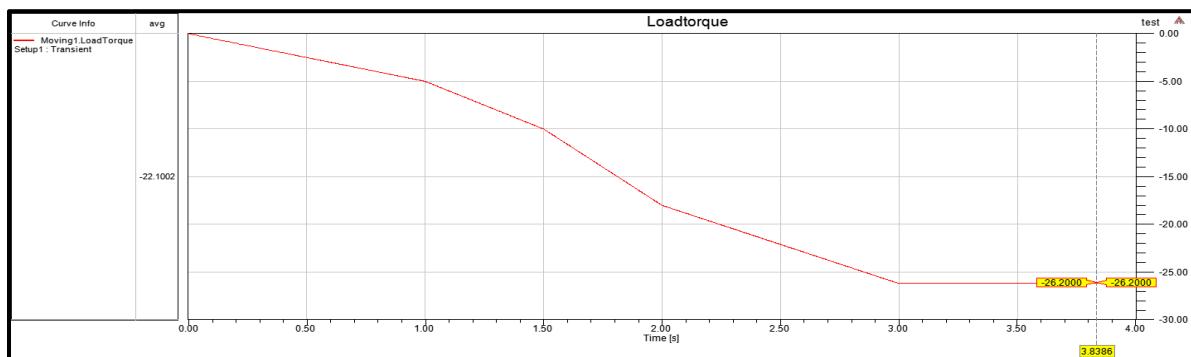


Figure 6.73 Couple de charge appliqué sur l'arbre du moteur (N.m)

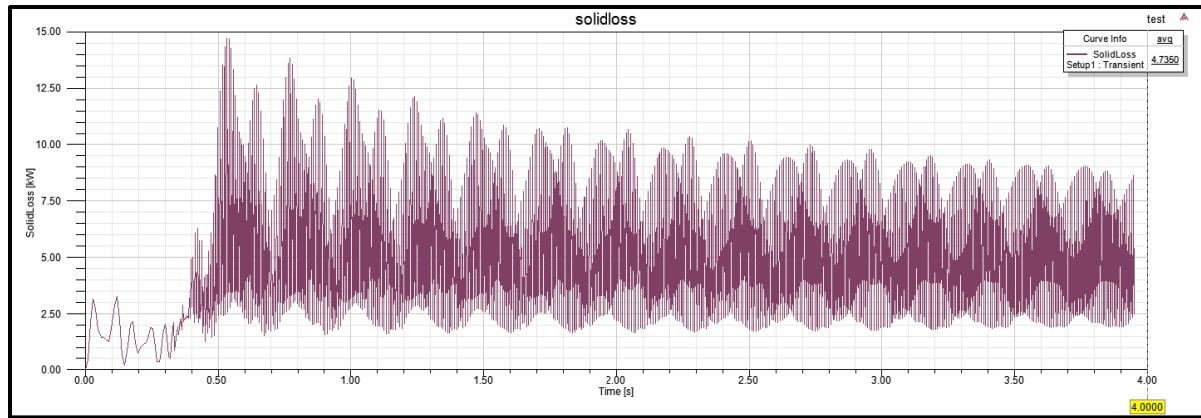


Figure 6.74 Pertes totales dans les matériaux (kW)

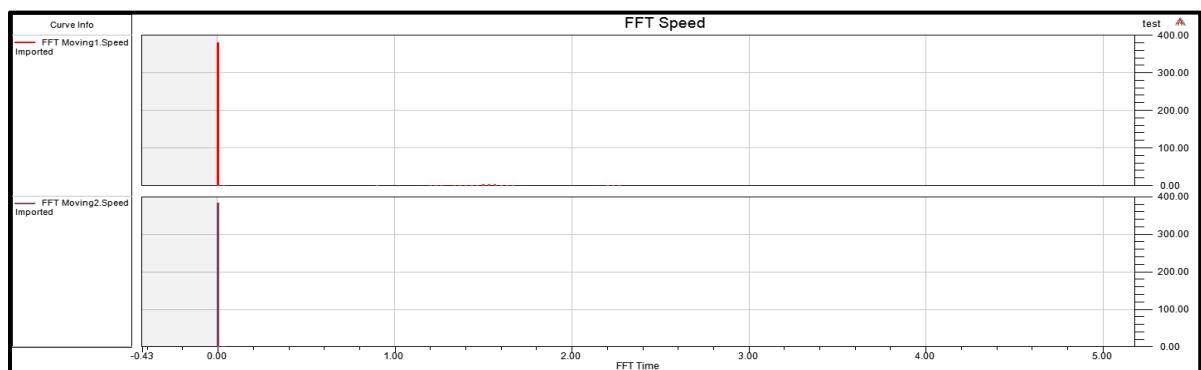


Figure 6.75 FFT de la vitesse lors de la synchronisation

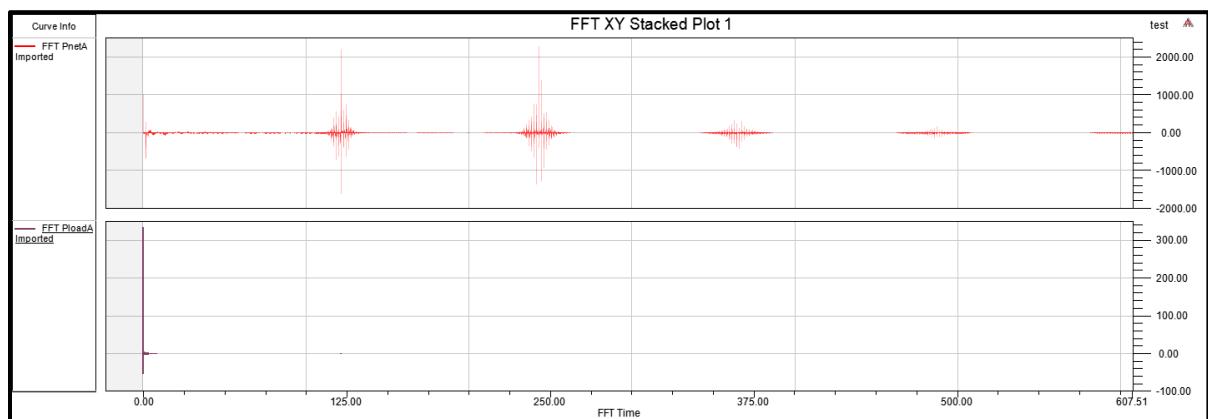


Figure 6.76 FFT de la puissance

6.11.8 Transmission de l'énergie avec les aimants 2x5x50.8mm

Nous observons ici un cas d'instabilité du fait de la faible force radiale entre deux disques.

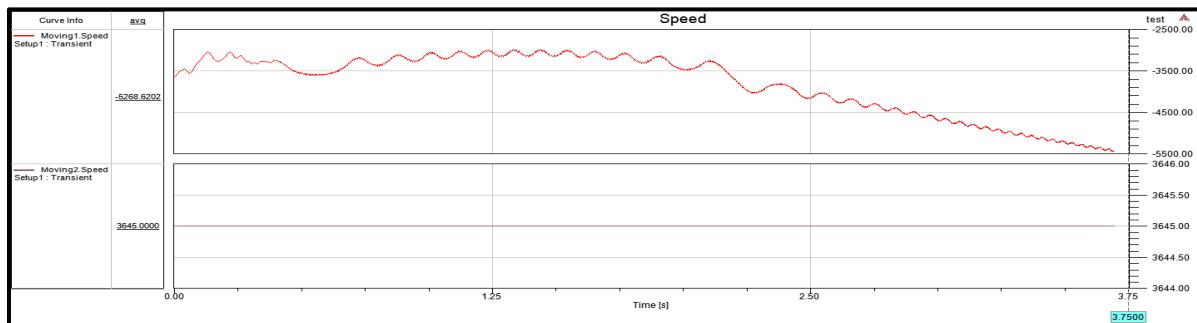


Figure 6.77 Vitesse de la génératrice et du moteur (rpm)

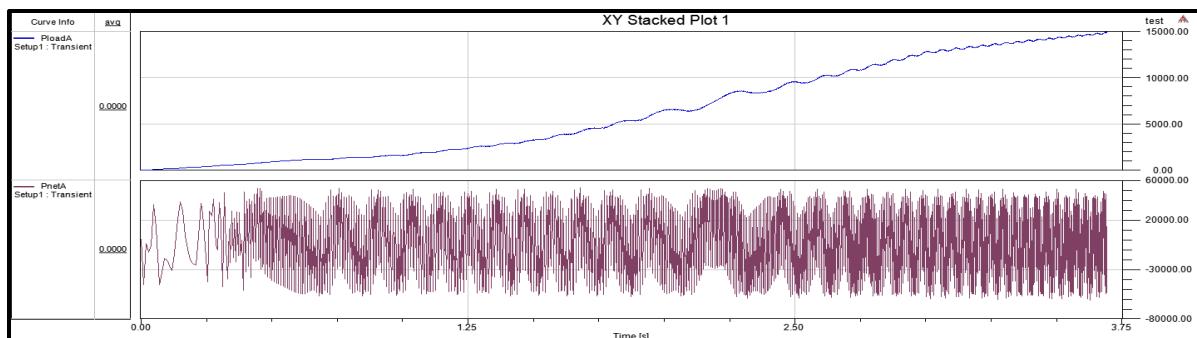


Figure 6.78 Puissance résultant sur l'arbre de la génératrice et du moteur (W)

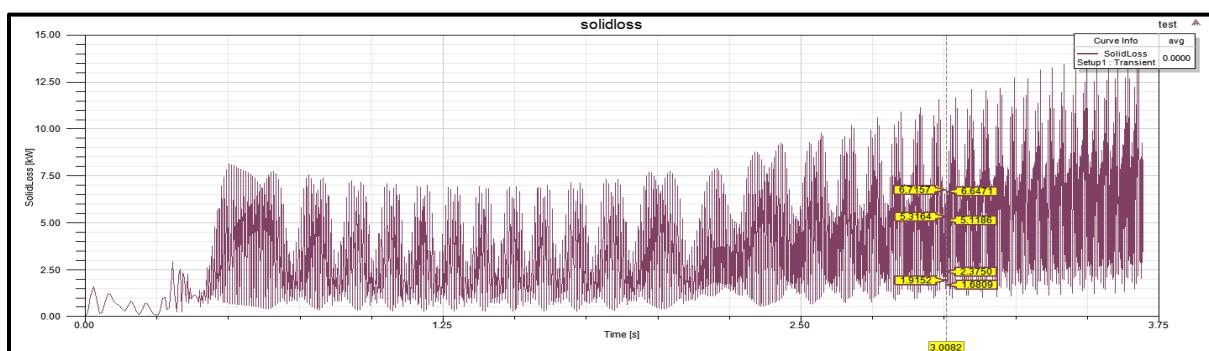


Figure 6.79 Pertes totales dans les matériaux (kW)

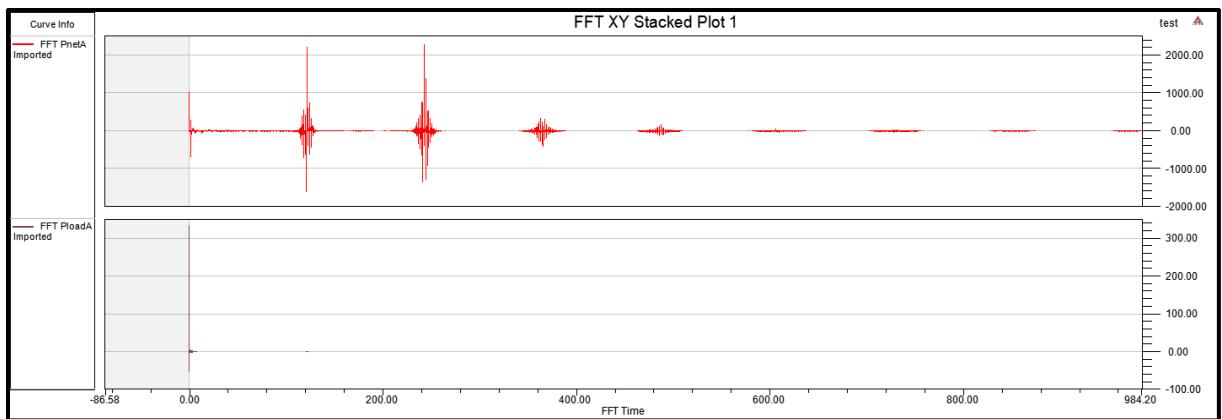


Figure 6.80 FFT de puissance

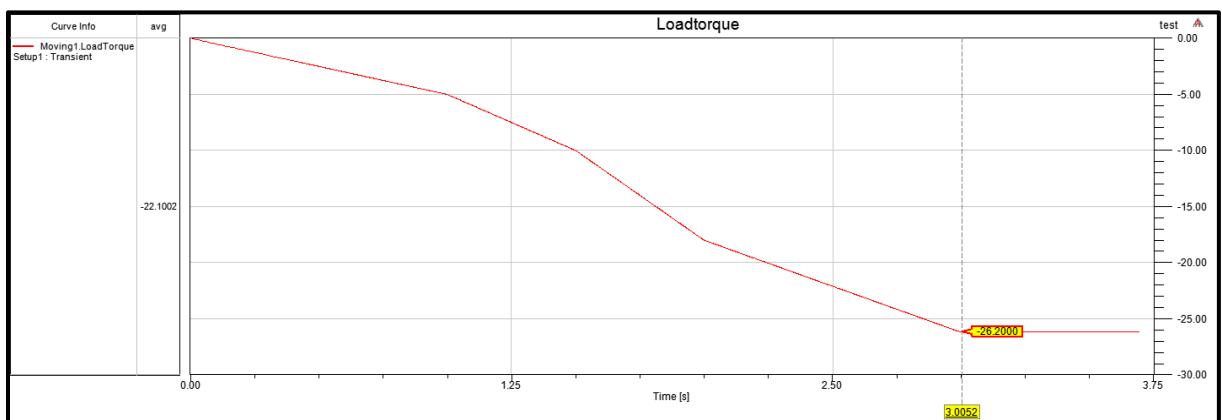


Figure 6.81 Couple de charge (N.m) appliqué sur l'axe de la génératrice

6.12 Validation

Afin de calibrer la plateforme de la conception simulée de logiciel Maxwell pour ce projet, ci-après (Tableau 6.1) indique les prises de mesures pour l'essai à vide sans charge et l'essai avec charge. Ces résultats nous aideront à insérer des variables immesurables ainsi que des variables mécanique ou thermique pour optimiser la simulation aux points de l'opération.

Tableau 6.1 Résultat du laboratoire, puissance vitesse
Adapté de Marquis Énergie Inc. (2015, p.1)

CONCLUSION

Nous avons modélisé un système de la transmission de l'énergie magnétique aux disques tournants avec des variables indépendantes consistant la vitesse, les couples de charges, le moment d'inertie. La réponse aux variables est confrontée aux limites de disque telles que la capacité de chaleur, des harmonies, des vibrations axiales, la saturation magnétique. La simulation stipule au résultat de l'essai de laboratoire dans une marge admissible d'opération adoptée par des normes et standards.

Le temps de la synchronisation est un paramètre important pour comparer les contraints des unités telle que la perte, le dimensionnement et la force maximale admissible. De toute façon, le modèle créé dans la plateforme 3D nous aide d'interpréter les hypothèses et répondre aux questions afin de développer un modèle optimal pour une application commerciale. Le modèle préalable produit également une fréquence de résonance qui augmente brusquement le nombre de calculs et le temps de l'analyse du fait d'une situation instable. Pourtant, les modèles développés 2D proposent une balance équilibre entre la force axiale et radiale de l'unité de comparer non seulement les contraints et le rendement, mais aussi la stabilité de l'unité.

En comparaison d'une boîte de la transmission mécanique avec durée de synchronisation de 0.2-1 seconde et très pesée, la boîte de la transmission magnétique, très légère, montre le temps de la montée ou de la descente plus longue au cas où nous essayons d'obtenir le rendement élevé du système lors de la synchronisation de deux disques .

ANNEXE I

LA SIMULATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

La simulation avec le logiciel Simplorer et MATLAB

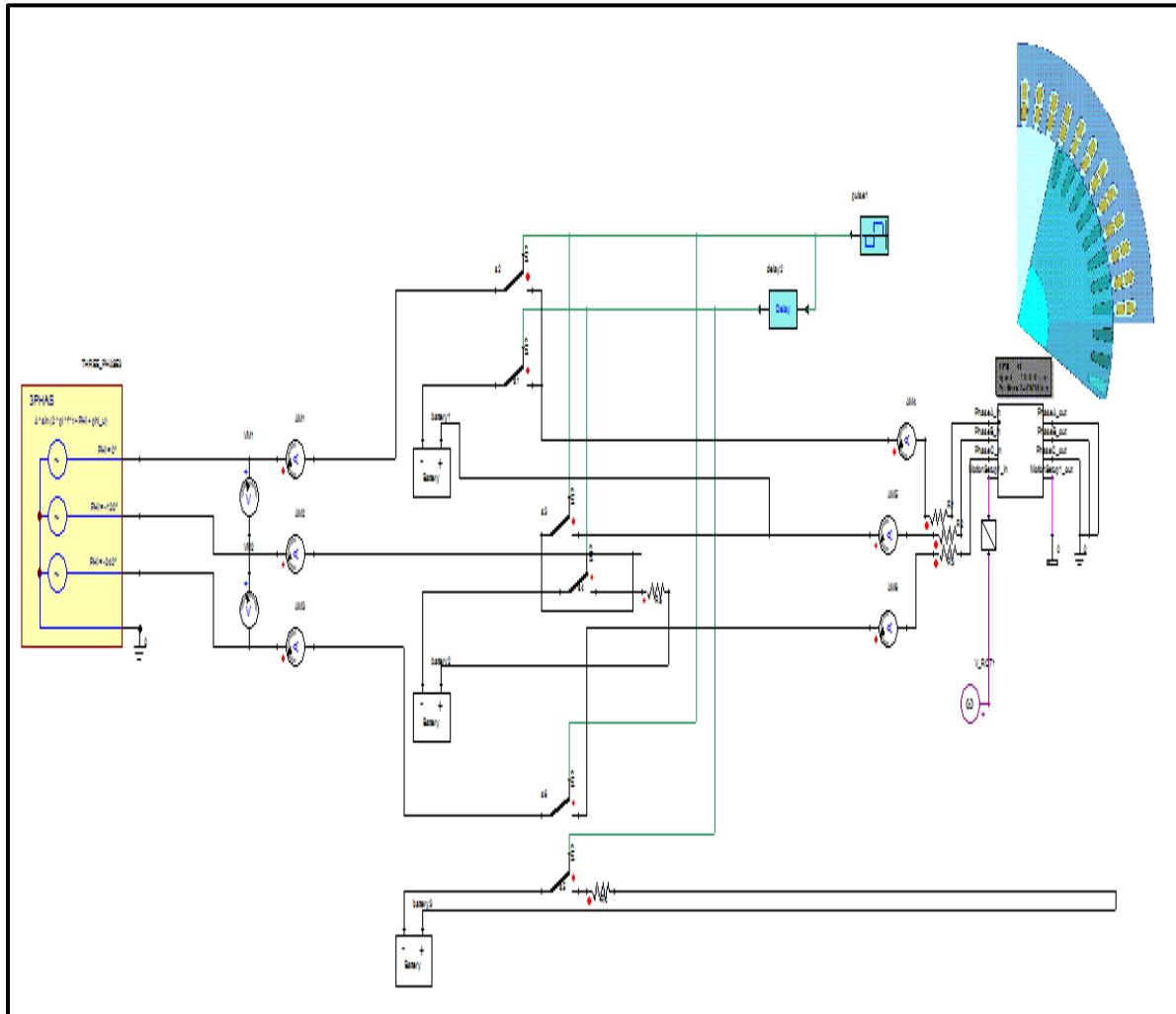


Figure-A I-1 Circuit de commande modélisé par le logiciel Maxwell pour une interface magnétique électrique

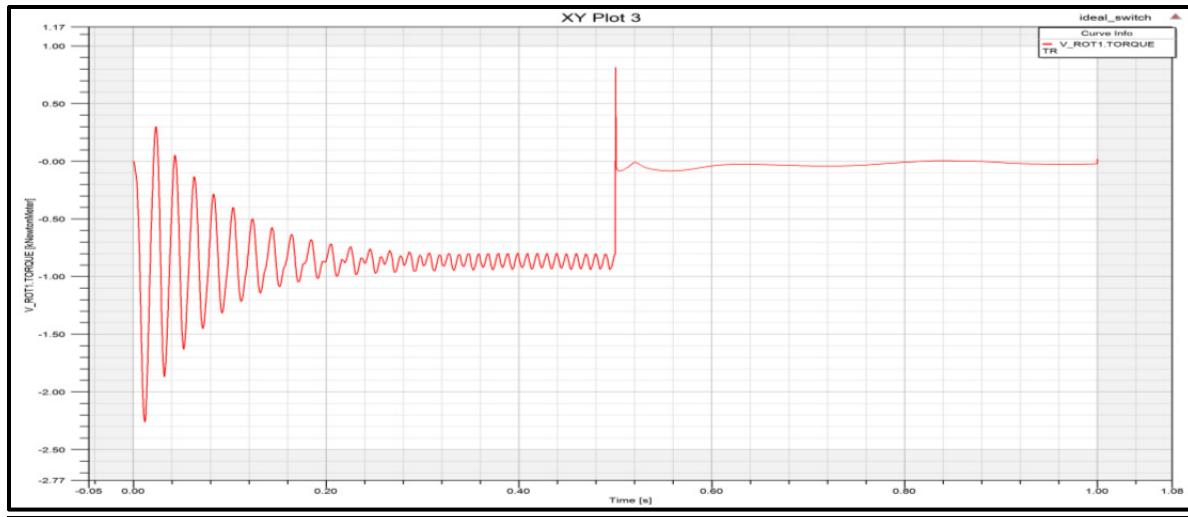


Figure-A I-2 Étude de régime transitoire par logiciel

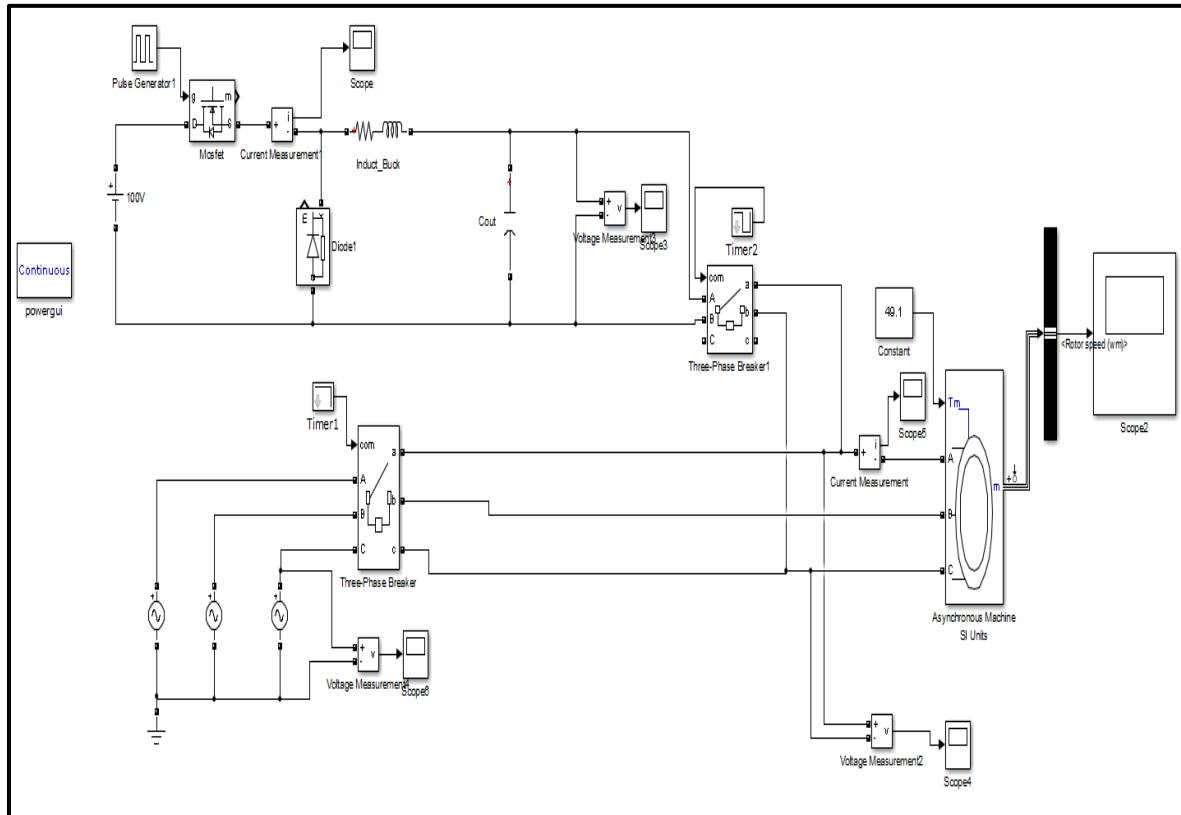


Figure-A I-3 Simulation de freinage avec une fonctionne de transformation Buck-Boost

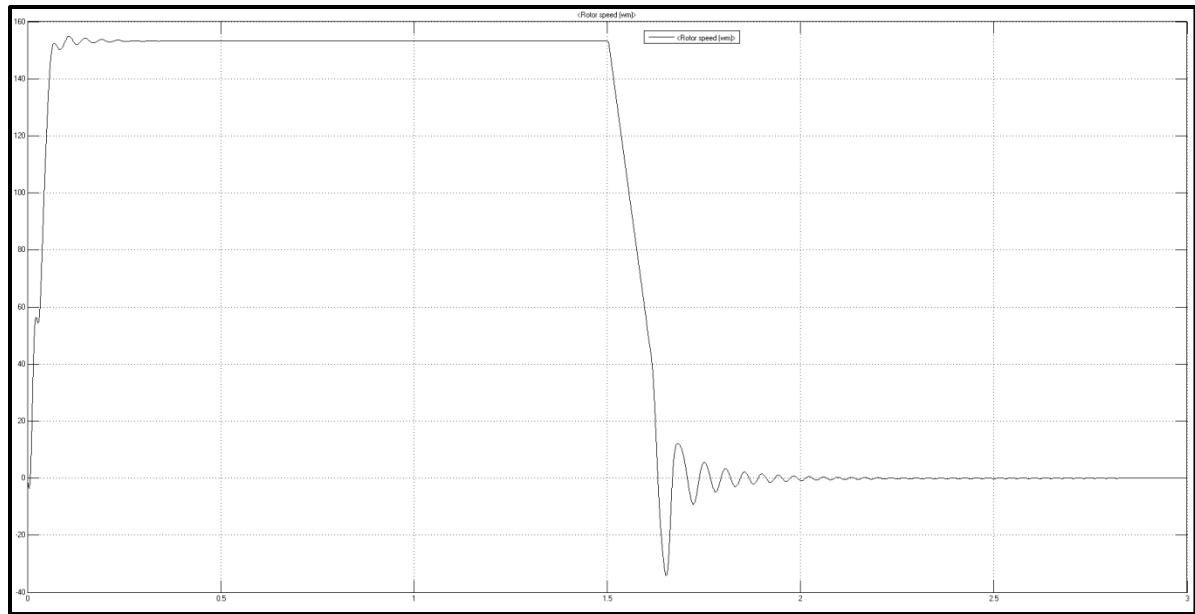


Figure-A I-4 Vitesse instable (rpm)

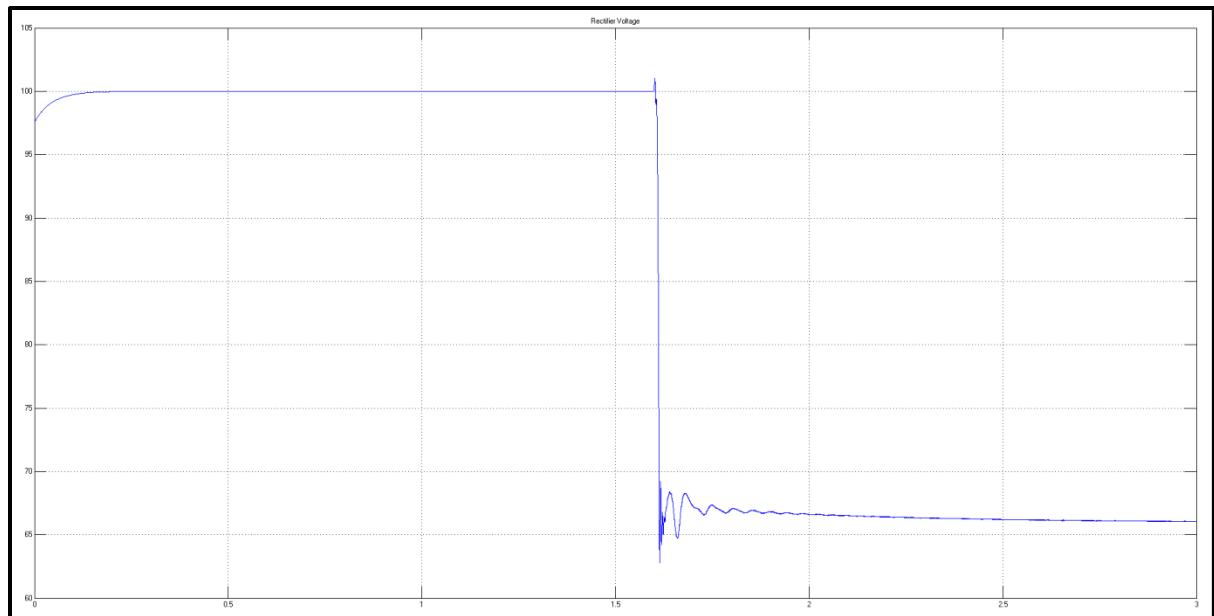


Figure-A I-5 Tension aux bornes(V)

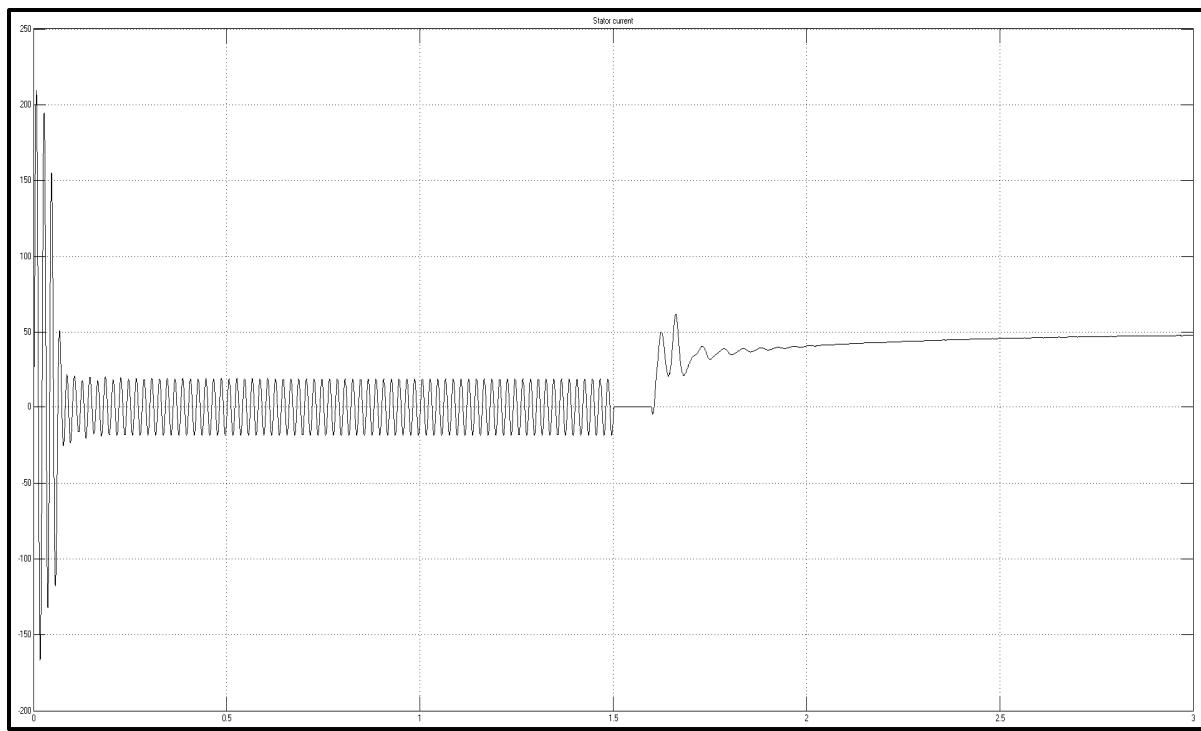


Figure-A I-6 Injection du courant continu(A) à travers le rotor afin de diminuer le temps de freinage au couple de charge, Simulation par Matlab, Simulink

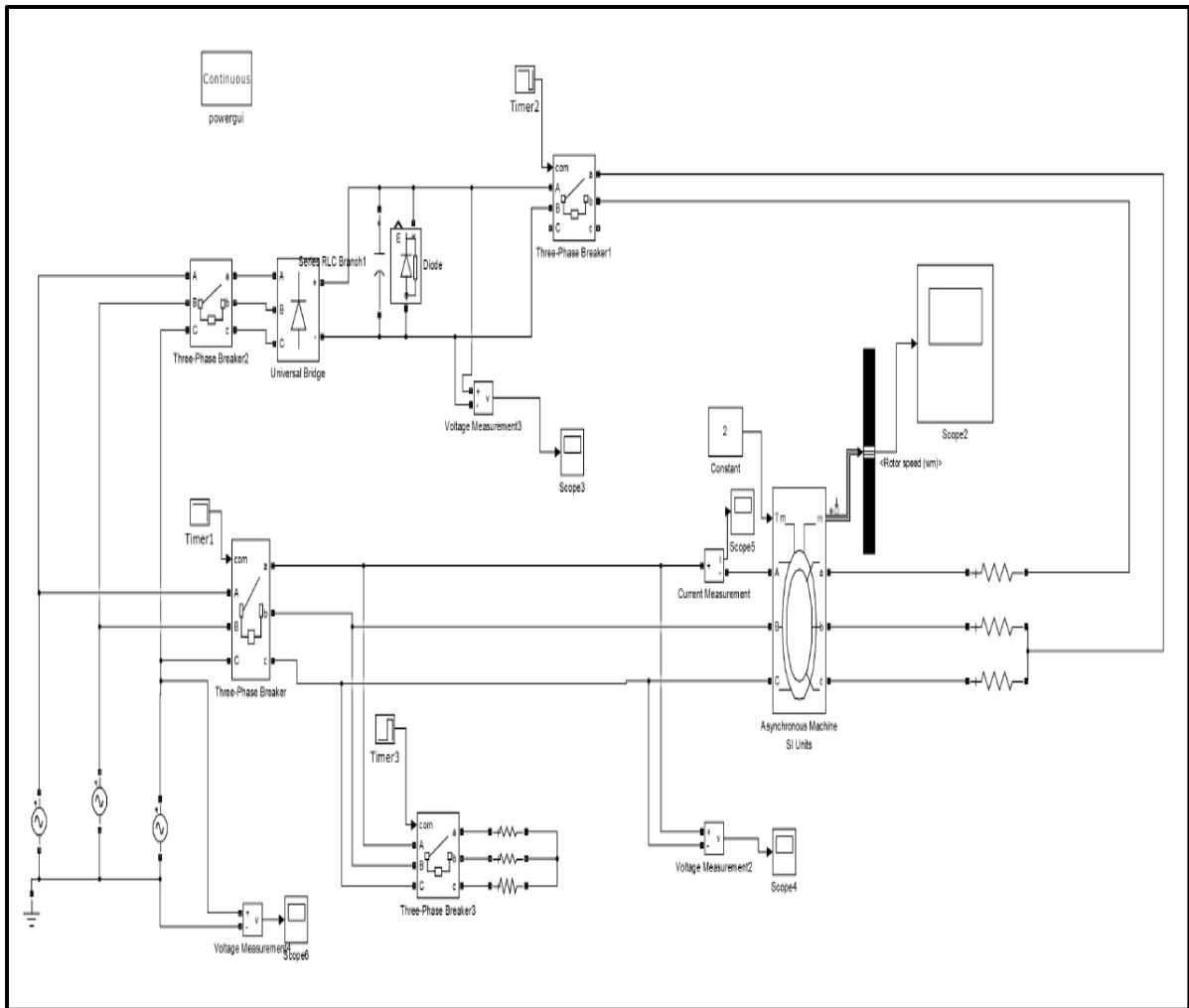


Figure-A I-7 Circuit de commande avant et pendant le freinage (injection rotorique)

ANNEXE II

SPÉCIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Tableau-A II-1
Spécification de la machine asynchrone 7.5kW
Tiré de Maxwell Ansys (2014, p.1)

Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
Name Plate			
"Rated Output Power"	7500	W	7500W
"Rated Voltage"	380	V	380V
"Rated Speed"	1360	rpm	1360rpm
"Operating Temperature"	75	cel	75cel
"Operation Type"	Motor		
"Load Type"	"Fan Load"		
"Machine Type"	"Three Phase Induction Motor"		
"Winding Connection"	Wye		
Frequency	50		50Hz
"Number of Poles"	4		
"Stray Loss Factor"	0.004933		0.004933
"Frictional Loss"	37	W	37W

Tableau-A II-2 Spécification de la machine asynchrone 7.5kW (suite)

Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
"Windage Loss"	0	W	0W
"Reference Speed"	1360	rpm	
Stator			
Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
"Outer Diameter"	210	mm	210mm
"Inner Diameter"	148	mm	148mm
Length	250	mm	250mm
"Stacking Factor"	0.92		
"Steel Type"	M19_24G		
"Number of Slots"	48		
"Slot Type"	2		
"Lamination Sectors"	0		
"Press Board Thickness"	0	mm	
"Skew Width"	0		0
Stator slot			
"Auto Design"	false		
"Parallel Tooth"	false		
Hs0	0.8	mm	0.8mm
Hs1	1.05	mm	1.05mm
Hs2	12.9	mm	12.9mm
Bs0	2.8	mm	2.8mm
Bs1	4.9	mm	4.9mm
Bs2	6.7	mm	6.7mm

Tableau-A II-3 Spécification de la machine asynchrone 7.5kW (suite)

Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
Stator winding			
"Winding Layers"	2		
"Winding Type"	Whole-Coiled		
"Parallel Branches"	2		
"Conductors per Slot"	30		30
"Coil Pitch"	7		
"Number of Strands"	2		2
"Wire Wrap"	0.09	mm	
"Wire Size"	"Diameter: 0.93mm"		
Rotor			
Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
"Stacking Factor"	0.92		
"Number of Slots"	44		
"Slot Type"	2		
"Outer Diameter"	147.3	mm	147.3mm
"Inner Diameter"	48	mm	48mm
Length	250	mm	250mm
"Steel Type"	M19_24G		
"Skew Width"	0		0
"Cast Rotor"	false		
"Half Slot"	false		
"Double Cage"	false		

Tableau-A II-4 Spécification de la machine asynchrone 7.5kW (suite)

Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
Rotor Slot			
Hs0	0.5	mm	0.5mm
Hs01	0	mm	0mm
Hs1	1.2	mm	1.2mm
Hs2	12	mm	12mm
Bs0	1	mm	1mm
Bs1	5.2	mm	5.2mm
Bs2	3.5	mm	3.5mm
"Vent Ducts"	0		
"Duct Width"	0	mm	0mm
"Magnetic Spacer Width"	0	mm	
"Duct Pitch"	0	mm	0mm
"Holes per Row"	0		
"Inner Hole Diameter"	0	mm	0mm
"Outer Hole Diameter"	0	mm	0mm
"Inner Hole Location"	0	mm	0mm
"Outer Hole Location"	0	mm	0mm

Tableau-A II-5 Spécification de la machine asynchrone 7.5kW (suite)

Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
Rotor winding			
"Bar Conductor Type"	cast_aluminum_75C		
"End Length"	0	mm	0mm
"End Ring Width"	20	mm	20mm
"End Ring Height"	10	mm	10mm
"End Ring Conductor Type"	cast_aluminum_75C		
Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
Name	PhaseA		
Type	"Winding Group"		
"Winding Type"	Voltage		
IsSolid	Stranded		
"Initial Current"	0	A	0A
Resistance	0.669482	ohm	0.669482ohm
Inductance	0.000229044	H	0.000229044H
Voltage	"310.269 * sin(2*pi*50*time)"		*****
"Number of Parallel Branches"	2		2
Name	EndConnection1		
Type	"End Connection"		
Resistance	2.11561e-006	ohm	2.11561e-006ohm
Inductance	1.3892e-009	H	1.3892e-009H

Tableau-A II-6 Spécification de la machine asynchrone 7.5kW (suite)

Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
DC braking Data			
Name	Phase A		
Type	"Winding Group"		
"Winding Type"	Current		
IsSolid	Stranded		
Current	10	A	10A
"Number of Parallel Branches"	2		2
Name	PhaseB		
Type	"Winding Group"		
"Winding Type"	Current		
IsSolid	Stranded		
Current	10	A	10A
"Number of Parallel Branches"	2		2
Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
Name	PhaseC		
Type	"Winding Group"		
"Winding Type"	Current		
IsSolid	Stranded		
Current	0	A	0A
"Number of Parallel Branches"	2		2

Tableau-A II-7 Spécification de la machine asynchrone 7.5kW (suite)

Name	Value	Unit	"Evaluated Value"
Name	MotionSetup1		
Type	Band		
"Moving Type"	Rotation		
"Coordinate System"	Global		
Initial angular velocity	1441.56	rpm	
Moment of inertia	0.09	Kg m^2	
Damping	0.0094	N-m-sec/rad	
Load torque	0	NewtonMeter	
Axis	Z		
Direction	Positive		
"Initial Position"	0	deg	0deg
"Has Rotate Limit"	false		
"Non Cylindrical"	false		

ANNEXE III

AIMANT PERMANENT

Demagnetization Curves of Sintered Nd-Fe-B Magnets

Tri-Neo-35UH

	SI	CGS
Remanence	Br	1.18 ~ 1.25 T
Coercivity	Hcb	$\geq 875 \text{ kA/m}$
	Hcj	$\geq 1989 \text{ kA/m}$
Maximum Energy Product	(BH)_{max}	263 ~ 294 kJ/m^3
		33 ~ 37 MGOe

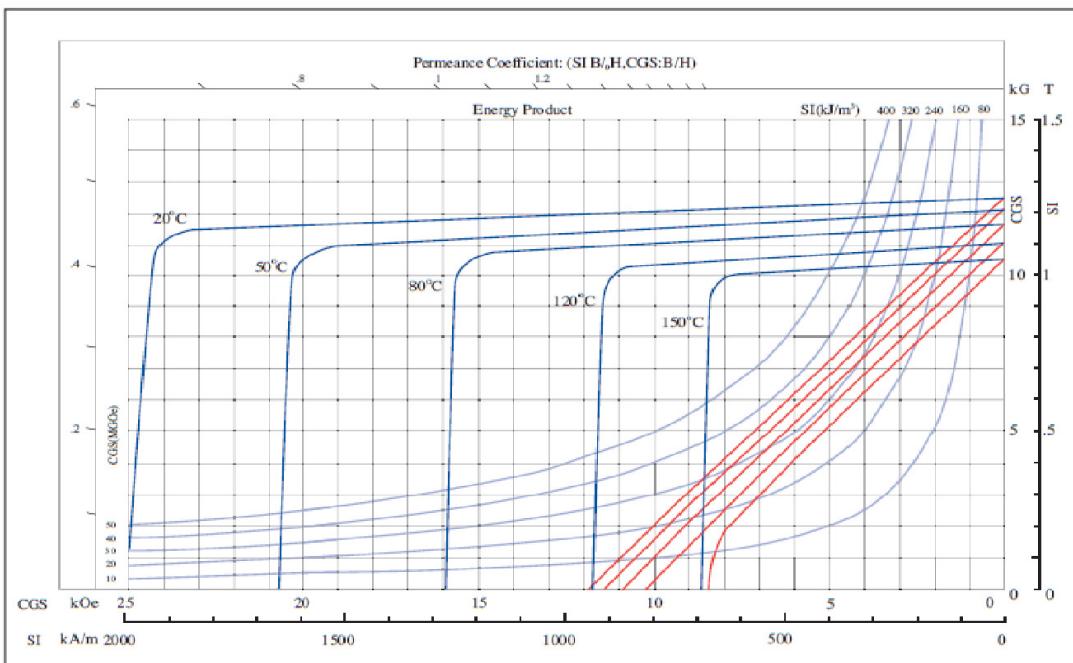


Figure-A III-1 Courbe de démagnétisation
Tirée de Tridus (2015, p.1)

UNITS FOR MAGNETIC PROPERTIES

Quantity	Symbol	Gaussian & cgs emu ^a	Conversion factor, C ^b	SI & rationalized mks ^c
Magnetic flux density, magnetic induction	B	gauss (G) ^d	10^{-4}	tesla (T), Wb/m ²
Magnetic flux	Φ	maxwell (Mx), G·cm ²	10^{-8}	weber (Wb), volt second (V·s)
Magnetic potential difference, magnetomotive force	U, F	gilbert (Gb)	$10/4\pi$	ampere (A)
Magnetic field strength, magnetizing force	H	oersted (Oe), ^e Gb/cm	$10^3/4\pi$	A/m ^f
(Volume) magnetization ^g	M	emu/cm ³ ^h	10^3	A/m
(Volume) magnetization	$4\pi M$	G	$10^3/4\pi$	A/m
Magnetic polarization, intensity of magnetization	J, I	emu/cm ³	$4\pi \times 10^{-4}$	T, Wb/m ² ⁱ
(Mass) magnetization	σ, M	emu/g	$\frac{1}{4\pi} \times 10^{-7}$	A·m ² /kg Wb·m/kg
Magnetic moment	m	emu, erg/G	10^{-3}	A·m ² , joule per tesla (J/T)
Magnetic dipole moment	j	emu, erg/G	$4\pi \times 10^{-10}$	Wb·m ^j
(Volume) susceptibility	χ, κ	dimensionless, emu/cm ³	$\frac{4\pi}{(4\pi)^2} \times 10^{-7}$	dimensionless henry per meter (H/m), Wb/(A·m)
(Mass) susceptibility	χ_p, κ_p	cm ³ /g, emu/g	$\frac{4\pi \times 10^{-3}}{(4\pi)^2} \times 10^{-10}$	m ³ /kg H·m ² /kg
(Molar) susceptibility	χ_{mol}, κ_{mol}	cm ³ /mol, emu/mol	$\frac{4\pi \times 10^{-6}}{(4\pi)^2} \times 10^{-13}$	m ³ /mol H·m ² /mol
Permeability	μ	dimensionless	$4\pi \times 10^{-7}$	H/m, Wb/(A·m)
Relative permeability ^j	μ_r	not defined		dimensionless
(Volume) energy density, energy product ^k	W	erg/cm ³	10^{-1}	J/m ³
Demagnetization factor	D, N	dimensionless	$1/4\pi$	dimensionless

a. Gaussian units and cgs emu are the same for magnetic properties. The defining relation is $B = H + 4\pi M$.

b. Multiply a number in Gaussian units by C to convert it to SI (e.g., $1 \text{ G} \times 10^{-4} \text{ T}/\text{G} = 10^{-4} \text{ T}$).

c. SI (*Système International d'Unités*) has been adopted by the National Bureau of Standards. Where two conversion factors are given, the upper one is recognized under, or consistent with, SI and is based on the definition $B = \mu_0(H + M)$, where $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$. The lower one is not recognized under SI and is based on the definition $B = \mu_0 H + J$, where the symbol J is often used in place of I .

d. 1 gauss = 10^3 gamma (γ).

e. Both oersted and gauss are expressed as $\text{cm}^{-1/2} \cdot \text{g}^{1/2} \cdot \text{s}^{-1}$ in terms of base units.

f. A/m was often expressed as "ampere-turn per meter" when used for magnetic field strength.

g. Magnetic moment per unit volume.

h. The designation "emu" is not a unit.

i. Recognized under SI, even though based on the definition $B = \mu_0 H + J$. See footnote c.

j. $\mu_r = \mu/\mu_0 = 1 + \chi$, all in SI. μ_r is equal to Gaussian μ .

k. $B \cdot H$ and $\mu_0 M \cdot H$ have SI units J/m^3 ; $M \cdot H$ and $B \cdot H / 4\pi$ have Gaussian units erg/cm^3 .

R. B. Goldfarb and F. R. Fickett, U.S. Department of Commerce, National Bureau of Standards, Boulder, Colorado 80303, March 1985
NBS Special Publication 696 For sale by the Superintendent of Documents, U.S. Government Printing Office, Washington, DC 20402

Figure-A III-2 Unité de mesure et de conversion des champs magnétiques
Tirée de NBS (1985, p.1)

Tableau-A III-1 Aimant NdFe35
Tiré de Yeadon (2001, p.288)

CHAPTER TWO							MATERIALS								
TABLE 2.11 Properties of Magnetic Materials							TABLE 2.11 Properties of Magnetic Materials (Continued)								
Material name	MMPA brief design- nation	Max energy product	B _n , G	H _c , Oe	H _d	Relative recoil permeability	Density, lb/in ³	Mechanical state	Max. suggested use temp., °F	Coercive field to magnetize to 96% B _m , Oe	Tensile strength, lb/in	Electrical resistivity μ, Ω·cm	Curie temp., °F	Composition	Notes
Cunife		1	4800	4400		2.200	0.311	Ductile							
<i>Alnico</i>															
Alnico 1	1.4/0.48	1.4	7100	450	480	7.000	0.249	Brittle	930°	3200	5400	47	1630°	Aluminum, nickel, cobalt	
Alnico 2	1.7/0.58	1.65	7750	580	580	6.400	0.256	Brittle	930°	5700	5000		1630°	Aluminum, nickel, cobalt	
Alnico 3	1.35/0.50	1.35	6400	560	500	7.000	0.249	Brittle	930°	3500	5200		1630°	Aluminum, nickel, cobalt	
Alnico 4	1.45	6000	660			4.500	0.253	Brittle	930°	3800	23000	50	1610°	Aluminum, nickel, cobalt	
Alnico 5	5.5/0.64	5.5	12700	640	640	2.200	0.265	Brittle	930°	8000	10000	50	1500°	Aluminum, nickel, cobalt	
Alnico 5-7	7.5/0.74	7.5	13400	740	740	1.900	0.365	Brittle	930°	7500	7000	50	1500°	Aluminum, nickel, cobalt	
Alnico 5DG	6.5/0.67	6.5	13300	685	670	2.000	0.263	Brittle							
Alnico 6	3.9/0.80	3.65	10500	760	800	4.200	0.268	Brittle							
Alnico 8	5.3/1.9	6.75	9000	1600	1860	2.000	0.263	Brittle							
Alnico 9	9.0/1.5	10.5	10500	1500	1500	1.500	0.264	Brittle							
<i>Ceramic (ferrite) 3250</i>															
Ceramic 1	1.0/3.3	1	2300	1850	3250	1.100	0.180	Brittle	450°	10000			750°		
Ceramic 5	3.4/2.5	3.6	3950	2400	2500	1.060	0.178	Brittle	480°	10000	4000		892°		
Ceramic 7	2.7/4.0	3.3	3950	2400	4000	1.060	0.178	Brittle	480°	10000	4000		842°		
Ceramic 8	3.5/3.1	4.3	4300	2500	3050	1.060	0.179	Brittle	480°	10000	4000		842°		
Ceramic bonded	0.4/3.5	0.4	2450	2200	3500	1.040	0.134	Flexible							
<i>Samarium cobalt</i>															
Sm ₂ Co ₁₇	19/20	24	9500	9000	20000	1.050	0.300	Brittle	480°	30000	5800	55	1340°	Samarium, cobalt	
Sm ₂ Co ₁₇	24/16	28	10900	6500	16000	1.050	0.300	Brittle	572°	35000	2800	86	1472°	Samarium, cobalt	
Sm ₂ Co ₁₇	17/12	17	8900	6800	12000	1.050	0.252	Somewhat brittle	302°	20000	2800	0.43 × 10 ⁶		Grainy surface	
<i>Neodymium-iron</i>															
Neo 35	35/14	35	12300	11300	14000	1.090	0.270	Brittle	302°	32000	12000	150			
Neo 40	40/12	40	12900	12100	12000	1.090	0.271	Brittle	329°	32000	19200	150			
Neo 45	45/17	45	13375	13000	17000	1.090	0.271	Brittle	329°	32000	19200	150			
Neodymium bonded	10/1	10	7400	6000		1.200	0.230	Somewhat brittle	302°	20000			0.43 × 10 ⁶		
Material names	Max. suggested use temp., °F	Coercive field to magnetize to 96% B _m , Oe				Electrical									
Cunife	770°	300	123000												
<i>Alnico</i>															
Alnico 1	840°	2250	4000			1430°									
Alnico 2	840°	2900	3000	65		1500°									
Alnico 3	840°	2800	12000	60		1900°									
Alnico 4	840°	3300	9000	65		1430°									

about three times that of nonoriented material, and B_m and H_c for the oriented material will be increased by as much as about 1.7 (that is, the square root of 3) times that of the nonoriented material (these values will be lower if the material is not completely oriented).

Some magnet material is produced as particles molded into rubberlike plastic in flexible sheets—the familiar refrigerator magnets. This material is flexible and ductile, and is easily cut to shape with scissors, knives, or steel-rule dies. Unfortunately, it is not very strong magnetically, presently reaching only about 1.8 MGoe energy product in oriented form for ferrite powder, but it is sometimes used in inexpensive permanent-magnet motors. It is also possible to produce flexible sheet, which is enhanced with neodymium-iron material (or made entirely with that powder,

ANNEXE IV

UN MOTEUR DE 1KW, 3600 RPM, WEG

Tableau-A IV-1 Un moteur typique de 1kw, 3600rpm,
Tiré de WEG (2015, p20)

Output		Frame	Full Load Torque (ft.lb)	Locked Rotor Current		Locked Rotor Torque Tl/Tn	Break-down Torque Tb/Tn	Inertia J (sq. ft.lb)	Allowable locked rotor time (s)		Weight (lb)	Sound dB(A)	Service Factor	460V						Full load current In (A)			
HP	kW			Code	IN				Hot	Cold				% of full load			(rpm)	Efficiency			Power Factor		
II Poles																	50	75	100	50	75	100	
1	0.75	143T	1.49	K	7.0	2.3	2.8	0,03	13	29	34.2	68.0	1.25	3480	72.0	75.5	75.5	0.69	0.79	0.84	1.48		
1.5	1.1	143T	2.25	J	6.8	2.5	3.0	0,04	13	29	38.6	68.0	1.25	3455	78.5	82.5	82.5	0.68	0.78	0.84	1.09		

ANNEXE V

LE RÉSULTAT DU LABORATOIRE

Tableau-A V-1 charge vide et en charge
Tiré de Marquis énergie R&D (2015, p.1)

Marquis Énergie inc.											
Date 2013/11/27					Génératrice 3000 W 3600 Tr/min						
Type Moteur	ASSY/CHINOU 3 ^e 7HP	vitesse moteur	fréquence	Ampère	voltage	W	vitesse	Ampère	voltage	W	
SANS CHARGE	2045	30	2.8	1.46	335	120	228	1762			
	2045	35	2.9	1.46	337	120	237.6	2045			
	2360	40	3.1	2.63	336	120	315.6	2360			
	2667	45	3.0	2.56	336	120	367.2	2667			
	2957	50	3.2	2.08	335	120	389.6	2957			
	3248	55	3.4	2.96	334	120	473.2	3248			
	3533	60	3.5	1.84	331	120	592.8	3533			
	3911.7	65	3.3	2.24	326	120	698.8	3911			
	4091	70	3.8	1.86	314	120	913.2	4091			
		75			93	120					
AVEC CHARGE	1805	30	2.8	1.66	335	120	199.2	1805	0.76	2.0	1.52
	2081	35	2.9	1.49	337	120	239.8	2081	0.99	3.8	3.762
	2396	40	3.1	2.69	333	120	322.8	2396	1.47	10.4	15.3
	2635	45	3.3	3.57	331	120	428.4	2635	2.80	39.2	109.8
	2897	50	4.0	6.10	325	120	732	2897	3.90	71.4	278.5
	3167	55	4.5	8.16	320	120	979.2	3167	4.48	90.6	405.9
	3432	60	4.9	10.06	316	120	1272	3432	4.92	105.8	520.5
	3645	65	5.5	12.32	309	120	1484.4	3645	5.64	117.5	592.7
		70			120						
		75			120						
		80			120						
		85			120						

Guillaume marquis
 Marquis Énergie inc.

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- ANSYS Inc, Ansys software, Southpointe, 275 Technology Drive • Canonsburg, PA 15317.
- Li, Smedley K, and Taotao Jin, «A new fast braking system for induction motor», International journal of engineering, IJEIT, Vol1, issue 6, Jun 2012, pp.65-69.
- Becherini, Giancarlo, Sebastiano Di Fraia.2010. «Analysis of the dynamic behavior of a linear induction», IEEE transaction on plasma science, Vol39, No 1.jan2011. pp. 59-64.
- Braun, Dennis H.2005. «Regenerative convertor for PWM AC drive »,Allen-Bradley Inc, Motion control division, IEEE 0-07803-0453-5, Vol 30, pp.1176 – 1184, WI, USA.
- Erickson, Robert W. 1997. «Fundamentals of power Electronics», 1997, Chapman and Hall, NY, USA.
- Hairik, Haroutouon A , R.H. Thejel,W.A. Kadhem.2010. «Proposed scheme for plugging three phase induction motor », MELECON 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference 978-1-4244-5795-3, p.1-5, Valletta.
- Jian, Shen .June 2002. « Establish of element for dynamic braking», 4th World congress on intelligent control and automation2002, pp.3196-3198, Shanghai, China.
- Jiang, Jinsheg .2001. «An efficient braking method for controlled AC drives with a diode rectifier front end», IEEE transaction on industry applications, Vol.37, NO. 5, sep 2001, pp.1299-1307.
- Korecki, Julien , Francis Piriou, 2009. «Contribution à la modélisation 3D des systèmes électromagnétiques basse fréquence à l'aide de la méthode d'intégration FIT », Thèse de doctorat, 2009, Université Lille1.
- Krause, Paul C. 2002. «Analyse of electric machinery and drives», 2002, IEEE Press power engineering series, The institute of electrical and electronics engineer, Inc., Wiley-Interscience, NJ, USA.
- Lander, Cyril W. 1989.«Électronique de puissance», 1989, McGraw-Hill, Paris, France.
- Liwschitz, M., 1970, «Calcul des machines électriques»1970 Dunod,276p, Lausanne, Suisse.
- Nasir, Bilal Abdullah. 2011. « Braking methods of induction motor fed from A current-source inverter», 2nd international conference on advances in energy engineering (ICAEE), Vol 14, pp.1819-1824.

Ravaud, R., G. Lemarquand. sep 2010. «Cylindrical Magnets and Coils: Fields, Forces and Inductances, Cylindrical Magnets and Coils: Fields, Forces, and Inductances», IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 46, NO. 9.

Rongmei, P.L., Shimi S.L, Dr. S. Chatterji, Vinod K. Sharma.2012. «A novel fast braking system for induction motor», International journal of engineering and innovative technology (IJEIT), Vol 1, issue 6, pp. 65-69.

Shemanske Richard .1983. « Electronic motor Braking», IEEE transaction on industry application, Vol IA-19, No.05, pp.824-827, WI, USA.

Wang, Yunfei . 2005. « Analysis and implementation of AC Motor braking method without energy returning », Sept. 2005, Vol 2, pp.1447-1451, Nanjing, China.

Xiang, Xiaomin, Junfan Zhuo.2011. «A new methode of gaining DC power of three-phase asynchronous Dynamic Braking», Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011International Conference, transaction 978-1-4244-8165-1, pp.27- 30 Yichang.

Xiang, Xiomin, J.Zhuo.2010. «Transient simulation of double-cage induction motors under power source reversal connections braking», 2010 International conferences on electrical and control engineering (ICECE), 2010, p.4502-4505, Wuhan.

Xiaoning, Chen, Zhang Yunsheng, Zhou Xiaofeng, Geng Yong ; Zhao Jinlong.2012. «Study on the Dynamic Characteristics of the New Linear Induction Motor on the Basis of 3D Transient Finite Element Analysis», Environmental Electromagnetics (CEEM), 2012 6th Asia-Pacific Conference, 6-9 Nov. 2012,pp. 123 – 126, Shanghai, China.

Yamazaiki, K.2002. «A quasi 3d formulation for analyzing characteristic of induction motors with skewed slots», IEEE Magnetics society, Vol34, No5, Aug2002, pp.3624-3627, Japan.

Yeadon, William H., Alan W. Yeandon .2001. «Handbook of small electric motors», NewYork; Toronto: McGraw-Hill Mc Graw-Hill.